Spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, n. 2 - 2° sem. 1990

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XXXIX NUMERO 2 - 1990 — EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO — L. 5000

(Foto Valesio)

Radiofonia: passato, presente e futuro (il Radiodata)

NUMERO 2 — ANNO XXXIX — AGOSTO 1990 — DA PAGINA 49 A PAGINA 96

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI

DIRETTORE RESPONSABILE
ROLANDO SALVADORINI

COMITATO DIRETTIVO
M. AGRESTI, F. ANGELI,
G. M. POLACCO, R. CAPRA

REDAZIONE PRESSO
CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88 00 (int. 31 32)
10135 TORINO

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
SOC. PER LA PUBBLICITÀ IN ITALIA (SPI)
20121 MILANO - VIA MANZONI 37 - TEL. (02) 63131

Distribuzione per l'Italia:
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali

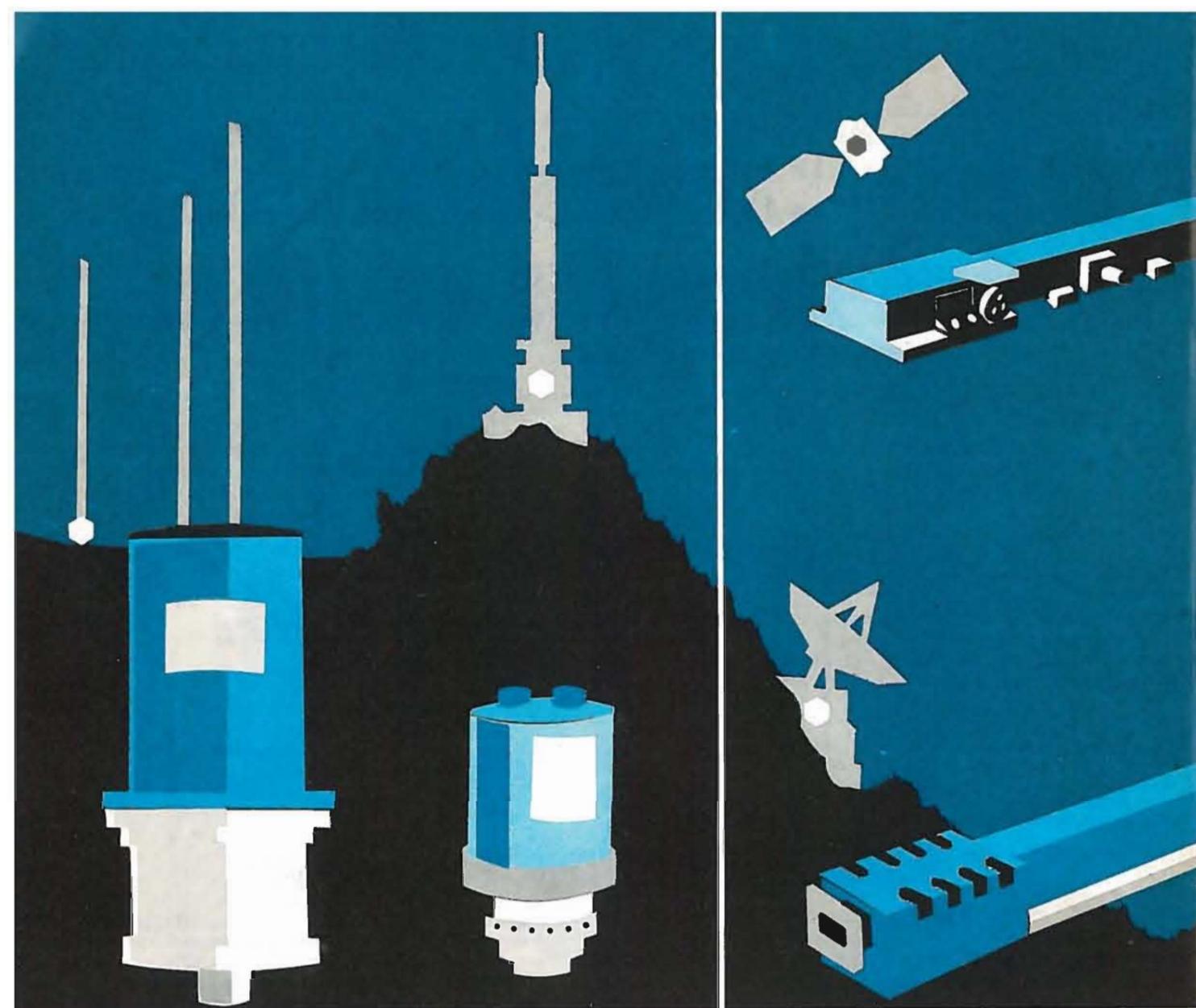
Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

Sommario: *pagina*

La Radio si arricchisce di un nuovo interessante servizio: il Radiodata. È una trasmissione di dati, entro il canale radiofonico, completamente compatibile anche con la radiofonia stereofonica; essa permette numerose nuove prestazioni: sintonia automatica visualizzata, cambio automatico di sintonia per le autoradio durante il viaggio, commutazione automatica per la ricezione dei notiziari sul traffico, commenti scritti dei programmi, segnali di comando per i registratori, ecc.
In questo numero è riportato uno studio per il progetto del decodificatore per il ricevitore Radiodata.

UNA COPIA L. 5000 (ESTERO L. 10000)
COPIA ARRETRATA L. 6000 (ESTERO L. 11000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 12000 (ESTERO L. 24000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C.C.P. N. 26960104

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70

REG. ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6.11.1951

IL RADIODATA

Criteri di progetto del ricevitore

— Decodificatore —

NATALE PASTERO*

SOMMARIO — Nell'articolo viene illustrato il processo di codifica e decodifica del segnale Radio Data System. Prevalente attenzione è posta alla decodifica, che richiede una tecnica particolare, con richiami all'uso dei codici di trasmissione ed alla realizzazione degli stessi.
La parte principale di questo articolo è centrata sulla progettazione del decodificatore RDS, a partire dal clock e dati seriali, fino alla parola di messaggio, 16 bit, corretta per errori singoli e doppi adiacenti. Viene inoltre descritto come ricavare l'informazione di sincronismo di blocco. È disponibile la versione inglese del presente articolo.

*SUMMARY — **Radio Data System: Design criteria of the receiver - Decoder** — This paper gives the coding and decoding procedures on the RDS signal, with particular attention to the transmission codes. The most important item of this work is relevant to the complete design of an RDS decoder, from the demodulated data and clock to a complete data string of 16 message bits, corrected for single and double adjacent errors. It also describes how to carry out the block sync information. The English version of this article is available.*

1. Introduzione

Come già annunciato in un precedente articolo (bibl. 1) del quale è ora disponibile la versione inglese, il materiale che può essere considerato di interesse generale, sull'argomento RDS, relativo alle esperienze acquisite in merito dal Centro Ricerche della RAI, è stato riassunto e suddiviso in due parti. La prima, inerente ai processi di modulazione e demodulazione, è già stata pubblicata su questa rivista, la seconda, che riguarda i processi di codifica e decodifica, è materia del presente articolo. Lo scopo di questo lavoro è esclusivamente rivolto ai problemi tecnici del segnale RDS ed ogni implicazione relativa al servizio RADIODATA è volutamente trascurata e potrà costituire argomento di considerazioni future.

Il sistema RDS prevede l'inserzione, in banda base, di un certo numero di bit di ridondanza, in aggiunta a quelli d'informazione; ciò permette al ricevitore di verificare se, sui bit d'informazione, ci sono errori, onde poter scartare i messaggi errati od eventualmente tentarne la correzione.

L'uso di questa tecnica, presume la conoscenza del modo di manipolare il messaggio da trasmettere, con codifiche particolari, atte allo scopo. Al fine di facilitare la comprensione ai «non addetti ai lavori» di quanto verrà descritto, si è aggiunta un'Appendice all'articolo, con questa ci si augura di aver raggiunto l'obiettivo.

Tutte le funzioni, realizzate circuitalmente, per ottenere, dal flusso dati RDS trasmesso, i soli bit relativi all'informazione, corretta oppure no, ed i sincronismi che la cadenzano, sono stati raggruppati in un unico dispositivo, definito «*decoder RDS*». Quest'ultimo può essere realizzato con struttura prevalentemente hardware: Shift Registers, EX OR ecc., o con struttura prevalentemente software: microprocessore e l'insieme delle istruzioni che lo governano.

Il decodificatore realizzato dal Centro Ricerche RAI soddisfa esigenze particolari, deve infatti poter pilotare tanto un visore, per esaminare direttamente il segnale in onda, quanto un personal computer, per eseguire sul segnale ricevuto misure statistiche, memorizzazione dati, ecc.

Infine questo decodificatore deve permettere l'inserzione di dati ricevuti, via etere, in un nuovo codificatore, onde poter effettuare la ritrasmissione del segnale RDS su una nuova catena di trasmettitori MF.

2. Analisi di una catena completa RDS (TX-RX)

Il sistema RDS (bibl. 2) prevede la suddivisione dei tipi d'informazione da trasmettere in gruppi ad es.: gruppo 0A per la sintonia dei ricevitori, 2A per il radiotext ecc..

In figura 1 si può vedere schematicamente cosa avviene lungo una catena RDS, dall'inserzione dei dati nel codificatore, fino alla ricezione dei medesimi.

Le informazioni, da aggiungere al canale audio, sono editate mediante un terminale ed inviate alla memoria tampone (*a*) del codificatore RDS. Da questa sono prelevate, mediante il sequenziatore (*b*), che ha l'incarico di scegliere la cadenza con cui i vari tipi d'informazioni, presenti

(*) P.i. Natale Pastero del Centro Ricerche RAI - Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla Redazione il 2 agosto 1989.

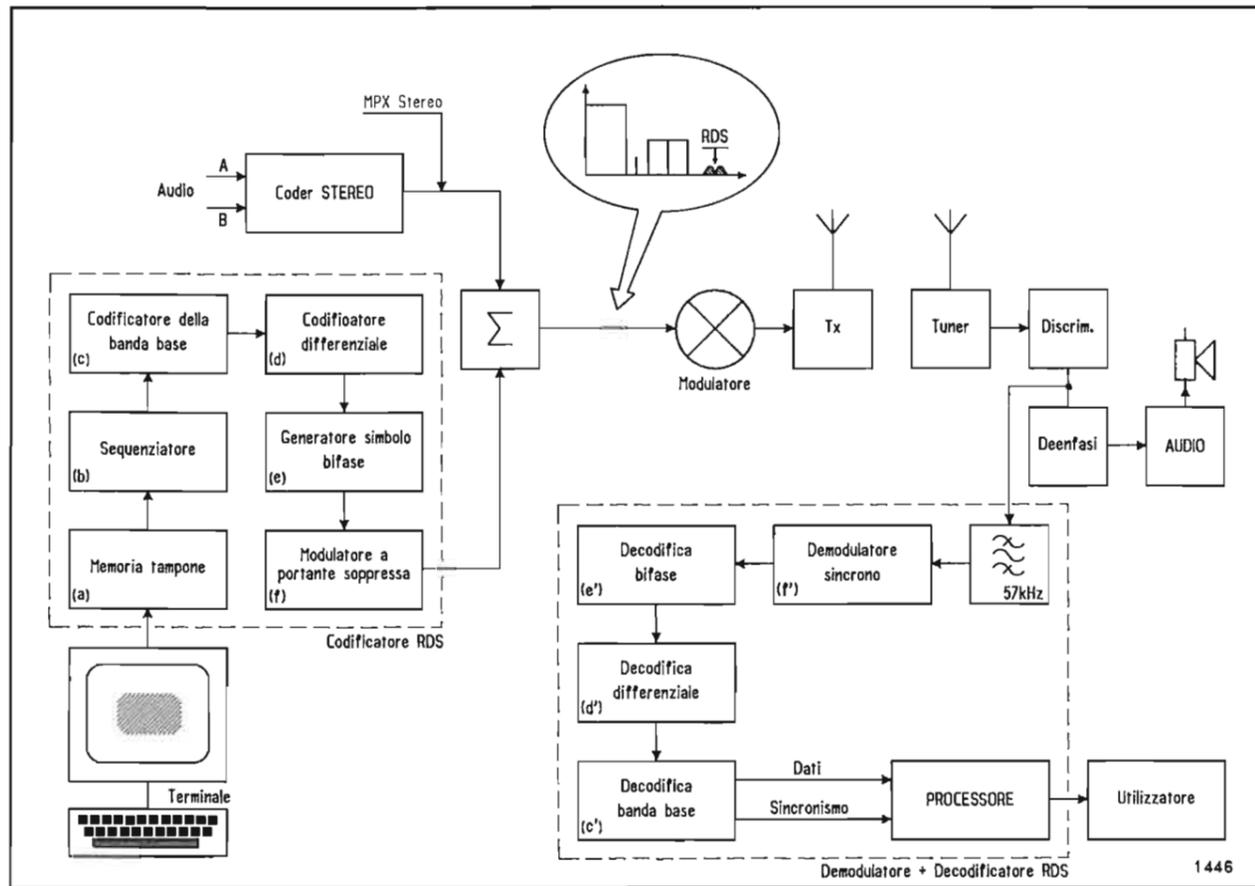



Fig. 1 — Schema complessivo della catena trasmissione - ricezione RDS.

nel tampone, vengono inviate in trasmissione. Un esempio di sequenza di gruppi può essere la seguente:

0A, 2A, 1A, 0A, 7A, 6A, 0A, 2A, 7A, 0A, 5A

←——————— ≅ 1sec ———————→

Nell'articolo precedente (bibl. 1) si è parlato:

del codificatore (*d*) e del decodificatore differenziale (*d'*)
del codificatore (*e*) e del decodificatore bifase (*e'*)
del modulatore (*f*) e del demodulatore (*f'*)
In questo articolo si vuole descrivere la codifica e decodifica in banda base (*c*) e (*c'*).

3. Codifica in banda base

Come già ricordato nell'articolo precedente, un particolare tipo d'informazione è irradiato solo durante il «*GRUPPO*» che gli compete; ogni gruppo è costituito da 104 bit ed è messo in onda in $104 \times 1/1187{,}5 = 87{,}6$ ms. I gruppi sono, a loro volta, suddivisi in «*BLOCCHI*» di 26 bit, 16 dei quali sono relativi all'informazione da trasmettere, mentre i restanti 10 sono di ridondanza.

Tutte le informazioni sono trasmesse col bit di peso maggiore all'inizio.

La figura 2 mostra come è organizzato un gruppo RDS. Tutti i gruppi hanno il blocco 1 destinato al PI, mentre nel blocco 2 sono contenute informazioni di carattere generale: numero del gruppo, tipo di programma audio attualmente trasmesso, ecc.. Come si può vedere in figura 2, l'informazione specifica del gruppo in parola è allocata soltanto nei 32 bit dei blocchi 3 e 4; quindi, per ogni gruppo, solo 32 bit sono effettivamente utilizzabili per trasmettere il messaggio, tipico di quel gruppo.

I dati della sorgente, sono codificati mediante un codice ciclico accorciato, che trasforma il segnale di partenza in due parti: la parte informazione (16 bit) e la parte ridondanza (10 bit).

I 10 bit di ridondanza, contenuti in un blocco, sono ottenuti moltiplicando il polinomio, che rappresenta l'informazione, per X^{10} e dividendo, modulo 2, il prodotto così ottenuto per il polinomio generatore:

$$g(x) = X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

Questa divisione avrà un resto che viene assunto come una delle componenti della ridondanza. La ridondanza completa è ottenuta sommando, modulo 2, una parola diversa per ogni blocco considerato al resto di cui sopra; questa parola, definita «*OFFSET WORD*», permette al ricevitore di identificare il blocco cui appartiene l'informazione trasmessa.

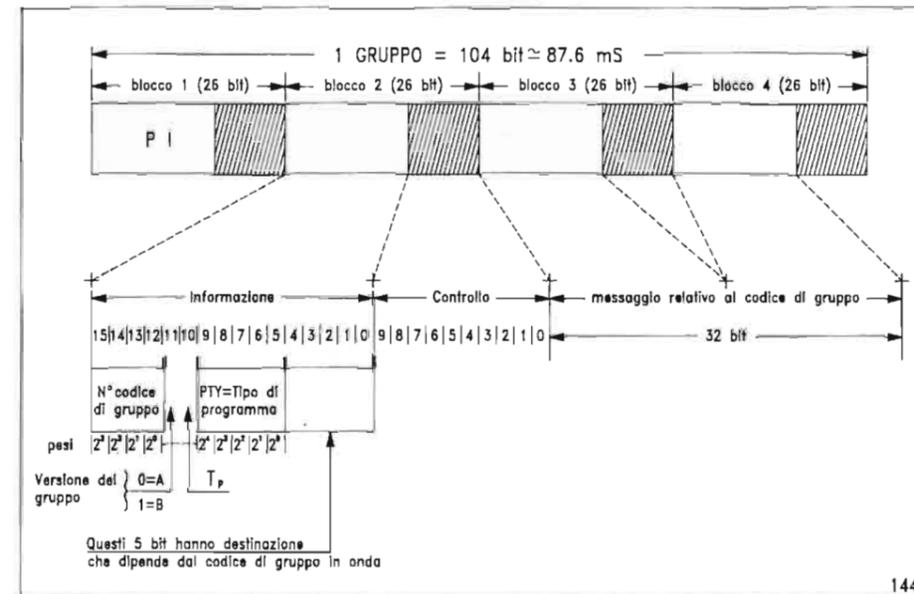



Fig. 2 — Organizzazione di un *Gruppo* RDS.

Quest'identificazione è necessaria poiché, essendo il flusso dati trasmesso in modo continuo, occorre dare la possibilità al ricevitore di sincronizzarsi sul blocco e gruppo del segnale RDS.

Si sarebbe potuto fornire questo tipo di sincronismo, aggiungendo, a cadenza fissa sul flusso dati, una parola di riferimento, scelta in modo da essere sicuri che il ricevitore avesse una buona probabilità di distinguerla dal messaggio, ma in questo caso, la parola di riferimento avrebbe diminuito la già scarsa capacità di trasmissione del canale dati.

Il sistema RDS utilizza un metodo più efficiente per realizzare la premessa, che consiste nel codificare il messaggio da trasmettere in modo che la parte di ridondanza possa essere utilizzata anche per effettuare la sincronizzazione del ricevitore, oltre che la correzione e la rivelazione degli errori di canale. Questo può essere ottenuto, se si codifica il messaggio da trasmettere con un codice ciclico, rinunciando alla proprietà del codice ciclico che recita: ogni shift di una parola di codice dà origine ad un'altra parola di codice. Accettando questa soluzione, è possibile trasformare un codice ciclico in un «*Random Coset Code*», sommando, modulo 2, alla ridondanza propria della parola codificata, diverse parole, una per ogni blocco RDS. Chiaramente questa soluzione non occupa spazio nel canale per il sincronismo di blocco.

Le Offset Words prescelte sono, in notazione polinomiale:

per il blocco 1, OFFSET WORD A :

$$X^7 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2$$

per il blocco 2, OFFSET WORD B :

$$X^8 + X^7 + X^4 + X^3$$

per il blocco 3, OFFSET WORD C :

$$X^8 + X^6 + X^5 + X^3$$

per il blocco 3, OFFSET WORD C':

$$X^9 + X^8 + X^6 + X^4$$

per il blocco 4, OFFSET WORD D :

$$X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2$$

Come si è gia detto, l'altro addendo della somma della ridondanza, resto della divisione tra il polinomio che rappresenta il messaggio e $g(x)$, permette al ricevitore di scoprire se il canale di trasmissione ha introdotto errori nei bit d'informazione, di rivelare questi errori, oppure di correggerli; ovviamente non tutti gli errori sono correggibili ma, se ci si accontenta di correggere gli errori singoli e quelli doppi adiacenti, il sistema è ancora in grado di rivelare ogni insieme di errori di durata minore o uguale a 10 bit, circa il 90% degli insiemi di errori di 11 bit e circa il 95% degli insiemi più lunghi.

4. Matrice generatrice

Per mezzo della matrice *G* esaminiamo ora come vengono modificati alcuni messaggi, codificati secondo il polinomio generatore:

$$g(x) = X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

La matrice in parola è mostrata in Tabella 1 mentre in Appendice è spiegato come ricavarla.

Le informazioni sorgente, che vengono codificate in Tabella, sono rispettivamente:

SA: 15 zeri ed un uno
SB: tutti uno
SC: il PI relativo alla rete 1 RAI = 5201

Queste informazioni, compaiono nelle ultime 3 colonne a destra della Tabella; mentre le stesse, però codificate, sono visibili sulle ultime tre righe: A', B', C'.

TABELLA 1

	X^{25} ———— messaggio (m15 — m0)	ridondanza (r9 — r0) X^0	SA	SB	SC
G =	1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 1 1 1 0 1 1 1	0	1	0
	0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 0 1 1 1 0 0 1 1 1	0	1	1
	0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 1 0 1 0 1 1 1 1	0	1	0
	0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 0 0 0 0 1 0 1 1	0	1	1
	0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 0 1 0 1 1 0 0 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	1 1 0 1 1 1 0 0 0 0	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 1 1 0 1 1 1 0 0 0	0	1	1
	0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 1 1 0 1 1 1 0 0	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 1 1 0 1 1 1 0	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 1 1 0 1 1 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0	1 0 1 1 0 0 0 1 1 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0	1 1 1 0 1 1 1 1 1 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0	1 1 0 0 0 0 0 0 1 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0	1 1 0 1 0 1 1 1 0 1	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0	0	1	0
	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 1 1 0 1 1 1 0 0 1	1	1	1
A′ =	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 1 1 0 1 1 1 0 0 1			
B′ =	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	0 0 1 1 0 0 1 1 0 1			
C′ =	0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	0 1 1 1 1 0 1 1 0 1			

Come si può vedere dalla Tabella, la parte sorgente del messaggio non viene modificata dalla codifica, mentre ogni termine della parte di ridondanza vale la somma, modulo 2, di tutti i termini, della stessa colonna della matrice generatrice, dove la colonna sorgente vale 1.

L'uso della matrice generatrice G, evidenzia come avviene la codifica in banda base del sistema RDS ed in quale modo i 16 bit d'informazione diventano 26 in trasmissione. A questi 10 bit, di ridondanza, vengono poi sommate le «*Offset Words*» relative ai vari blocchi. Questa matrice può essere realizzata elettricamente mediante la catena di shift register mostrata in figura 3, dove il simbolo ⊕ rappresenta la funzione EX OR, ed il simbolo ⊛ l'elemento di memoria dello shift register (bistabile di tipo «D»). All'accensione la catena parte azzerata. Il segnale di sorgente entra nel punto EN, viene fatto avanzare, bit per bit, col bit più significativo in testa ed esce attraverso D; contemporaneamente entra, mediante A, nella catena di shift reazionati. Alla fine dei 16 bit d'informazione, il contenuto della catena, questa volta aperta in A, viene portato ad un ingresso di E, attraverso le porte B e D, aggiungendo così ai 16 bit d'informazione, i 10 derivati dal ricircolo dei precedenti nel registro che rappresenta il polinomio generatore, questi bit sono definiti «*sindrome*» del messaggio d'informazione. In E entra, contemporaneamente alla sequenza di prima, la *Offset Word* relativa

Fig. 3 — Realizzazione della *Ridondanza* nel sistema RDS.

al blocco che viene ora trasmesso, ciò è reso possibile dal commutatore e dalla porta F. E effettua quindi la somma, modulo 2, delle due sequenze e le porta in Uscita.

5. Messaggio in onda

Il messaggio completo è quindi costituito dai bit d'informazione, cui vengono aggiunti quelli che sono rimasti nel registro di sindrome, dopo che i bit d'informazione sono circolati nel registro stesso.

Questa seconda parte viene definita *Resto* della divisione tra la funzione «messaggio» ed il polinomio generatore.

Il vettore che rappresenta il messaggio in onda potrà quindi essere espresso da:

[1] $$v(x) = X^{n-k}s(x) + [r(x) + d(x)]$$

dove:

$n = 26, \quad k = 10$

X^{n-k} = costante che effettua lo shift a sinistra di $s(x)$ di $n - k$ posizioni, permettendo l'inserzione di $r(x)$

$s(x)$ = messaggio sorgente espresso in notazione polinomiale

$r(x)$ = resto di $[X^{n-k}s(x)]/g(x)$

$g(x)$ = polinomio generatore

$d(x)$ = offset word

6. Decodifica RDS

Vari tipi di decodificatori possono essere realizzati per recuperare l'informazione RDS. Si descriverà ora un decoder hardware che ci permette di entrare più facilmente nella problematica della decodifica.

Prendiamo in considerazione la [1] che rappresenta il messaggio in onda. Poniamo, per facilitare il discorso, che l'errore lungo il canale di trasmissione sia nullo e consideriamo, per il momento, che sia nulla anche $d(x)$; con questa premessa possiamo scrivere che:

$$v(x) = X^{n-k}s(x) + r(x)$$

ma avendo imposto l'errore di canale = 0, se in ricezione si divide $[X^{n-k}s(x)]$ per $g(x)$ si troverà un quoziente ed un resto $r'(x) = r(x)$, questo significa che se, in ricezione, il registro di sindrome non viene fermato dopo i primi 16 bit, ma lo si lascia girare per tutti i 26, con sempre in ingresso $v(x)$, allora $r(x)$ sarà confrontato con se stesso ed il contenuto del registro di sindrome sarà uguale a zero.

Da quanto detto deriva che se $d(x)$ non è nullo, il contenuto del registro di sindrome vale, sempre in assenza di errori lungo il canale, la sindrome di $d(x)$, poiché, essendo $r(x) = r'(x)$, l'aver introdotto $d(x)$, non codificato, in trasmissione, e la circolazione di $d(x)$ nel registro di sindrome produce, alla fine del ricircolo la sindrome di $d(x)$ sul registro stesso. Questa considerazione conduce al seguente risultato:

quando, in assenza di errori sul canale di trasmissione, si trova, sul registro di sindrome, la sindrome della offset word, con buona approssimazione, l'ultimo bit della parola codificata, è l'ultimo bit entrato nel registro di sindrome.

Fig. 4 — Esempio di decodificatore RDS e relative forme d'onda.

Questo principio può essere utilizzato per sincronizzare il ricevitore sul flusso dati trasmesso (bibl. 6).

Sia n il numero totale dei bit e k il numero di bit d'informazione della parola codificata, per poter identificare la sindrome della offset word nel minor tempo possibile, è indispensabile esaminare ad ogni colpo di clock gli ultimi n bit ricevuti, per vedere se in $n - k$ di questi è rilevabile la sindrome attesa. Identificata questa, si può con buona probabilità, essere sicuri che nei k bit precedenti è contenuta l'informazione. Se si immagina di realizzare quanto detto sopra utilizzando una catena di shift, come registro di sindrome, occorrerà far avanzare quest'ultima per un numero n di passi ad ogni clock RDS, onde poter ad ogni nuovo bit ricevuto, esaminare tutta la sindrome e vedere se è quella attesa.

Nella figura 4 è mostrato un esempio, atto a chiarire come si può realizzare e come lavora un simile tipo di decodificatore, nonché le forme d'onda relative. In questa figura il registro di 26 bit ha possibilità di ricircolo (quando X = 0), mentre funziona da shift normale (quando X = 1). A regime, dopo i primi 26 bit, ad ogni dato RDS, un nuovo bit (27°), entra nel registro buffer, spingendo avanti i 26 bit della vecchia sequenza ed eliminandone di conseguenza il primo; poi, il nuovo contenuto viene fatto ricircolare. All'uscita del registro è quindi presente, durante il ricircolo, una successione di 26 bit, aggiornata ad ogni nuovo bit d'ingresso. Il registro di sindrome esegue la divisione della stringa entrante per $g(x)$, mentre la decodifica della sindrome attesa è costituita da 5 comparatori a 10 bit, uno per ogni sindrome, che analizzano il registro in modo combinatorio. Nella Tabella 2 sono state ricavate le sindromi relative alle varie offset words. Iden-

tificata la sindrome della offset word attesa, con grande probabilità, nel registro buffer è contenuta tutta la parola codificata e, negli ultimi 16 bit, quelli più vicini all'ingresso, di questo registro, è presente la sequenza dei k bit d'informazione. Su questa sequenza si potrà effettuare, se, dopo aver sottratto la offset word attesa, la sindrome è diversa da zero, una correzione d'errore con un dispositivo tipo «*error trapping*», o a tabella, pilotati dal registro di sindrome.

Purtroppo, una decodifica di questo tipo richiede un tempo lungo per effettuare tutte le operazioni di shift e quindi è poco adatta ad una realizzazione a microprocessore, che compiendo un'operazione per volta, necessita di un gran numero di cicli macchina. Ciò conduce all'uso di un microprocessore molto veloce od alla decodifica di tipo hardware.

Si constata che, data la filosofia del circuito, è necessario eseguire tutte le operazioni di decodifica e correzione, nonché l'analisi dei parametri di sincronismo, nel tempo corrispondente al periodo di un bit del dato RDS (842 μs).

6.1 MATRICE DI CONTROLLO DI PARITÀ

Si è visto che dal lato trasmissione è possibile produrre una matrice generatrice, che rappresenta lo stato dei bit di parità in funzione del messaggio d'ingresso. Anche dal lato ricezione, è possibile realizzare una matrice dei bit di ridondanza, che mostra cosa avviene sulla parte controllo in funzione del messaggio ricevuto.

Nella Tabella 2 si può vedere una parte di detta matrice. Mediante questa sono state ricavate le sindromi delle varie Offset Words A, B, C, C′, D (0A ... 0D), con i bit d'informazione posti uguali a zero; nonché il PI relativo alla rete 1 RAI = 5201 (*), codificato mediante la matrice generatrice di Tabella 1.

La matrice viene presentata col bit di peso minore all'inizio, al contrario di quella generatrice, che inizia con il bit di peso maggiore, lo scopo di questa inversione sarà evidente in seguito. Descriviamo ora come è stata costruita.

La prima riga rappresenta il polinomio generatore

$$g(x) \text{ inizializzato da } A(10) = X^{10} = 1$$

La seconda riga vale $g(x)/x = 0100111011$

La terza riga vale la (seconda riga / X) = 0010111101, dato che questa divisione ha riporto occorre sommare modulo 2, al quoziente, $g(x)$. Quindi la terza riga vale:

$$\begin{array}{r} 0010011101 \\ +\ \underline{1001110110} \\ \text{Terza riga} = 1011101011 \end{array}$$

Tutte le altre righe sono costruite in modo analogo.

TABELLA 2

t(n)	A0 (X⁰) ← registro di sindrome	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9 (X⁹) →	A10	OA ← entrata	OB	OC	OC′	OD	* →
25	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1
24	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
23	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
22	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1
21	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0
20	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
19	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
18	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1
17	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1
16	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0
15	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1
14	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
13	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
11	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
10	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
6	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1
5	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S.OA	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0							
S.OB	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0							
S.OC	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0							
S.OC′	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1							
S.OD	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1							
S.*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0							

Anche in questa Tabella ogni termine del registro di sindrome vale la somma, modulo 2, di tutti i termini, della stessa colonna della matrice, dove la corrispondente colonna sorgente vale 1.

L'ultima colonna a destra ci mostra che, se si immette un messaggio codificato (*), senza errori, nel registro di sindrome il contenuto del medesimo vale 0.

NB.:il messaggio (*) corrisponde alla sequenza C′ di Tabella 1, = 5201 codificato (PI RAI).

È possibile ricavare le sindromi di un messaggio, oltre che attraverso la matrice di parità, anche in modo algebrico, ad esempio alle varie Offset Word:

$$\begin{array}{lll} A & = X^7 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 & = 0011111100 \\ B & = X^8 + X^7 + X^4 + X^3 & = 0001100110 \\ C & = X^8 + X^6 + X^5 + X^3 & = 0001011010 \\ C' & = X^9 + X^8 + X^6 + X^4 & = 0000101011 \\ D & = X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 & = 0010110110 \end{array}$$

X^0 ⌟   ⌞ X^9

corrispondono queste sindromi:

Sindrome di A: Vale il resto di

$$X^{10}(X^7 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2)/g(x) =$$
$$= (X^7 + X^6 + X^4 + X^2 + X + 1) + R$$
$$R = X^8 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1 =$$
Sindrome di A

Sindrome di B: Vale il resto di

$$X^{10}(X^8 + X^7 + X^4 + X^3)/g(x) =$$
$$= (X^8 + X^7 + X^6 + X^4 + X^3 + X^2 + X) + R$$
$$R = X^3 + X^2 + X = \text{Sindrome di B}$$

Sindrome di C: Vale il resto di

$$X^{10}(X^8 + X^6 + X^5 + X^3)/g(x) =$$
$$= (X^8 + X^2 + X + 1) + R$$
$$R = X^8 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1 = \text{Sindrome di C}$$

Sindrome di C′: Vale il resto di

$$X^{10}(X^9 + X^8 + X^6 + X^4)/g(x) =$$
$$= (X^9 + X^8 + X^7 + X^6 + X^3 + X^2) + R$$
$$R = X^9 + X^7 + X^6 + X^5 + X^3 + X^2 = \text{Sindome di C}'$$

Sindrome di D: Vale il resto di

$$X^{10}(X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2)/g(x) =$$
$$= (X^8 + X^7 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1) + R$$
$$R = X^9 + X^7 + X^4 + X^2 + X + 1 = \text{Sindrome di D}$$

6.2 DECODER VELOCE

Il decoder attualmente utilizzato dal *Centro Ricerche* RAI si basa su una proposta suggerita da R. ELY della BBC (bibl. 7). Questo decoder ha il vantaggio di non richiedere ricircoli negli shift registers ed è quindi più adatto alla realizzazione di una decodifica veloce.

Lo schema a blocchi è mostrato in figura 5. Ne esaminiamo ora il funzionamento.

Assumiamo che inizialmente i 10 bit del registro di sindrone ed i 26 bit del registro buffer siano uguali a zero.

In seguito i 26 bit ricevuti (X^{25}, X^{24}, X^{23} ... X^2, X^1, X^0) sono fatti avanzare contemporaneamente nei due registri: sindrome e buffer, se non ci sono errori lungo il canale, TX/RX inclusi, ed in trasmissione si ha, ad esempio, il blocco 1, quando il bit X^{25} occupa l'ultima posizione del buffer, la parola codificata riempie completamente il buffer, mentre nel registro di sindrome, analogamente al caso precedente, è presente la sindrome della offset word *A* (Blocco 1). Al bit successivo, $X^{25'}$ della nuova parola, dal registro buffer esce X^{25} ed allora si possono verificare due situazioni distinte:

a) X^{25} vale 0: in questo caso il registro di sindrome, che non viene modificato dall'uscita del buffer, ha come contenuto la sindrome di:

$$X^{24}, X^{23}, X^{22} \ldots X^1, X^0, X^{25'}$$

e cioè la sindrome che compete alla informazione considerata.

b) X^{25} vale 1: il contenuto del registro di sindrome deve essere ancora lo stesso che si ha nella situazione a), dato che l'informazione che è entrata è la stessa, occorre quindi eliminare l'errore introdotto dall'uno che esce dal buffer in posizione 26.
questo errore e $(x) = X^{26}$ genera, nel registro di sindrome, una *sindrome* che vale il resto di:

$$X^{10}e(x)/g(x) = X^{10}X^{26}/g(x) =$$
$$= X^{36}/g(x);$$
$$X^{36}/g(x) = (X^{26} + X^{24} + X^{23} \ldots +$$
$$+ X^7 + X^6 + X) + R;$$
$$R = X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X =$$
$$= \text{Sindrome di } e(x)$$

Quindi se, quando l'uscita del buffer vale 1, si inseri-

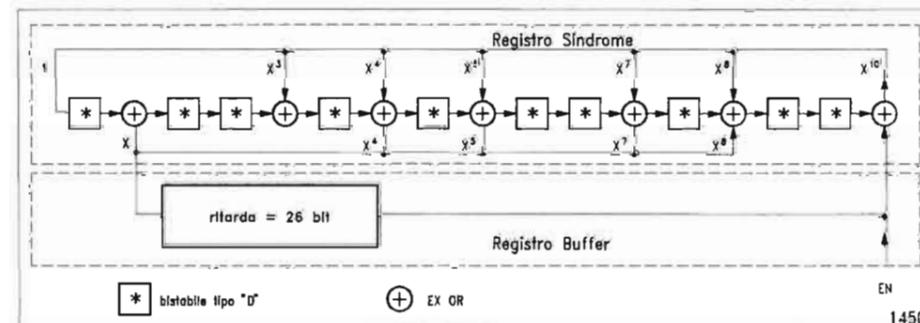



Fig. 5 — Decodificatore veloce.

sce nel registro di sindrome il resto calcolato R, l'errore introdotto dal circuito è eliminato. Questo è il motivo per cui ci sono nella catena due reti di reazione: la superiore, realizza il polinomio generatore $g(x)$, l'inferiore il resto R calcolato sopra. A questo punto il dispositivo si comporta, analiticamente, come quello di figura 4. Anche in questo caso, la presenza della sindrome della offset word, nel registro di sindrome, ci garantisce che, nelle ultime 16 posizioni del registro buffer, è presente l'informazione sorgente. Il vantaggio di questo decodificatore, rispetto agli altri, consiste nel fatto che in quest'ultimo è sufficiente analizzare, bit per bit, il registro di sindrome, senza necessità di ricircoli, e prelevare dal buffer l'informazione quando il contenuto del registro di sindrome corrisponde alla sindrome della Offset Word attesa.

7. Criteri di progetto del decoder RDS. — Hardware —

Si vuole realizzare un decodificatore RDS, facilmente interfacciabile con un Personal Computer, la cui operatività, specialmente sotto l'aspetto della correzione d'errore, sia facilmente modificabile, in funzione di esigenze non previste al momento del progetto, per questo e per il minor tempo di messa a punto della realizzazione di serie si sceglie un sistema a microprocessore, basato sullo Z 80.

Questo decoder utilizza i segnali Clock, Dati e Qualità così come forniti dal demodulatore RDS (ad es.: PHILIPS SAA 7579 T), di cui si è parlato nell'articolo precedente.

Volendo realizzare un dispositivo compatibile con possibili futuri sviluppi RDS (ad es. definizione di nuovi gruppi), si affidano al decoder i soli compiti di:

a) sincronismo di blocco
b) estrazione dei bit d'informazione
c) correzione dei medesimi (errori singoli e doppi adiacenti)
d) informazione che il messaggio contiene un numero di errori maggiore di quelli che si vogliono correggere

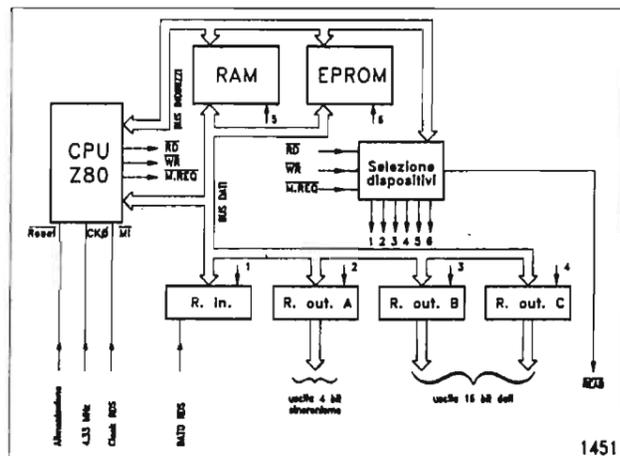



Fig. 6 — Decodificatore RDS a microprocessore.

TABELLA 3

A	B	C	GATES D'USCITA
1 0	X X	X X	blocco 1 ricevuto senza errore o corretto
1 1	X X	X X	blocco 1 ricevuto errato e non corretto
2 0	X X	X X	blocco 2 ricevuto senza errore o corretto
2 1	X X	X X	blocco 2 ricevuto errato e non corretto
3 0	X X	X X	blocco 3 ricevuto senza errore o corretto
3 1	X X	X X	blocco 3 ricevuto errato e non corretto
4 0	X X	X X	blocco 4 ricevuto senza errore o corretto
4 1	X X	X X	blocco 4 ricevuto errato e non corretto

La figura 6 mostra lo schema di massima del decoder in parola.

L'uscita è prevista contemporaneamente su 3 byte: A, B, C. Il byte *A* dice a quale blocco appartengono i 2 byte B e C che sono il contenuto dell'informazione RDS. Questi 3 byte debbono essere letti con il segnale $\overline{READ}$ di figura 6 attivo ed assumono i significati mostrati in Tabella 3. Nella prima riga di questa Tabella, *A, B, C* indicano le porte d'uscita, mentre nelle righe successive è mostrato il contenuto delle stesse, espresso in notazione esadecimale. La lettera *X* vuole indicare che questi due byte possono assumere qualsiasi valore (quello trasmesso).

Gli indirizzi di selezione dei vari dispositivi sono stati scelti in modo da semplificare la decodifica di indirizzo e valgono:

C000 HEX per la porta d'ingresso
C001 HEX per il registro d'uscita A
C002 HEX per il registro d'uscita B
C003 HEX per il registro d'uscita C
8000 HEX prima locazione di memoria RAM
0000 HEX prima locazione di memoria EPROM

L'entrata del dato RDS nella CPU, avviene tramite la porta d'ingresso (C000 HEX), analizzata dalla CPU mediante routine di interrupt avviata dal clock del segnale RDS. Quindi, ad ogni clock RDS, la CPU è forzata a prendere in considerazione il dato, elaborandolo poi con varie routines.

Il clock della CPU è lo stesso utilizzato dal demodulatore RDS (4,33 MHz). Il $\overline{RESET}$ è fornito alla CPU all'istante dell'accensione.

Esaminiamo ora, nei particolari, le varie funzioni compiute dalla CPU.

7.1 REALIZZAZIONE DEL REGISTRO DI SINDROME

Si prenda in esame il circuito di figura 7 e la Tabella 5 che ne rappresenta gli stati nei vari punti. Per realizzare il registro di sindrome (10 bit) sono stati utilizzati i registri DE della CPU. Mentre il registro buffer (26 bit) è stato costruito con 4 indirizzi in RAM (BU1, BU2, BU3, BU4), utilizzati come mostrato in figura 7. In questa figura il valore $[n]$ rappresenta il peso del bit in quel punto, dei registri *D* ed *E*.

Dei registri D ed E potremo considerare solo i pesi (vedi Tabella 4) ed i singoli shift verranno espressi mediante questi ultimi.

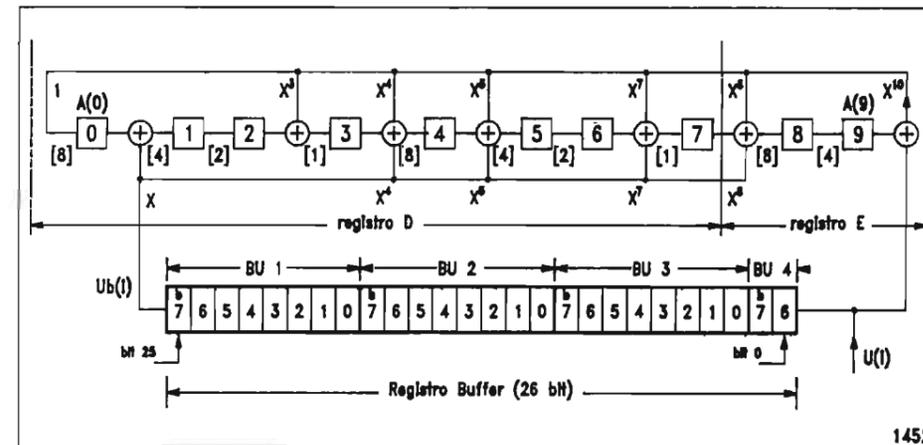



Fig. 7 — Schema operativo del decodificatore RDS a microprocessore illustrato in Fig. 6.

TABELLA 4

Registro D	Registro E
peso 80 = X^0	peso 80 = X^8
peso 40 = X^1	peso 40 = X^9
peso 20 = X^2	
peso 10 = X^3	
peso 08 = X^4	
peso 04 = X^5	
peso 02 = X^6	
peso 01 = X^7	

La disposizione di Tabella 4 non comporta inconvenienti; occorre però ricordarla quando i valori del registro di sindrome vengono letti in termini di componenti dei registri *D* ed *E*. Ad esempio la sindrome della offset word:

$$A = X^8 + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1$$

sarà letta: F E 8 0 HEX
sui registri D E

e così via.

Con questo sistema debbono essere lette le Tabelle 7 e 8.

Nella Tabella 5, sono riportate le equazioni di stato relative al registro di sindrome di figura 7.

TABELLA 5

$A(0) = A(9)' \oplus U(i)$
$A(1) = A(0)' \oplus Ub(i)$
$A(2) = A(1)'$
$A(3) = A(2)' \oplus A(9)' \oplus U(i)$
$A(4) = A(3)' \oplus A(9)' \oplus U(i) \oplus Ub(i)$
$A(5) = A(4)' \oplus A(9)' \oplus U(i) \oplus Ub(i)$
$A(6) = A(5)'$
$A(7) = A(6)' \oplus A(9)' \oplus U(i) \oplus Ub(i)$
$A(8) = A(7)' \oplus A(9)' \oplus U(i) \oplus Ub(i)$
$A(9) = A(8)'$

N.B. le annotazioni con pedice, ad es.: $A(8)'$, indicano lo stato del bit nel registro, prima dello shift.

I punti d'entrata del registro di sindrome sono:

$$A(9); \quad U(i); \quad Ub(i);$$

Occorre quindi verificare il valore di questi punti e memorizzarlo prima di effettuare lo shift.

Il diagramma di flusso di figura 8 e la Tabella 6 chiariscono come è stato realizzato il registro di sindrome, mediante i registri DE della CPU Z80.

L'istruzione usata per lo shift in entrambi i registri è SRL (shift right logic). La Tabella 4 ci permette di scrivere gli stati del registro di sindrome che sono valutati in Tabella 6.

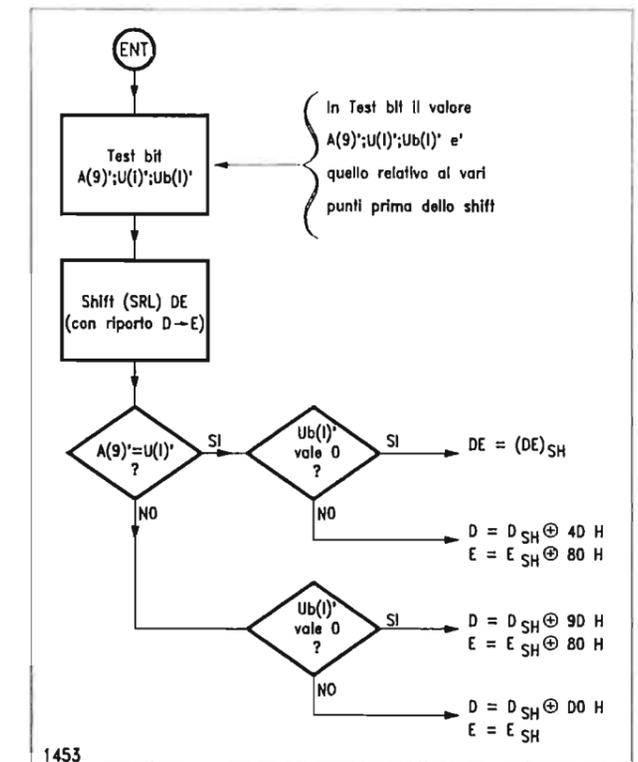



Fig. 8 - Diagramma di flusso della realizzazione del registro di *sindrome* illustrato in Fig. 7.
N.B.: D_{SH}, E_{SH} = D, E shiftati a destra di una posizione

TABELLA 6

se prima dello shift dopo lo shift	A(9)' = U(i)' ed Ub(i)' = 0 DE vale DE(sh)
se prima dello shift dopo lo shift	A(9)' = U(i)' ed Ub(i)' = 1 D vale 4D(HEX) ⊕ D(sh) E vale 80(HEX) ⊕ E(sh)
se prima dello shift dopo lo shift	A(9)' ≠ U(i)' ed Ub(i)' = 0 D vale 9D(HEX) ⊕ D(sh) E vale 80(HEX) ⊕ E(sh)
se prima dello shift dopo lo shift	A(9)' ≠ U(i)' ed Ub(i)' = 1 D vale D0(HEX) ⊕ D(sh) E vale E(sh)

N.B.: D(sh), E(sh) = D, E shiftati a destra di una posizione.

7.2 CORREZIONE D'ERRORE

Il metodo più immediato di correzione d'errore, consiste nello scrivere un registro con tutti gli errori che si vogliono correggere. Se questo registro di correzione viene scritto in modo che, ad ogni valore del contenuto del registro di sindrome, corrisponda un termine del registro di correzione, il registro di sindrome potrà essere il puntatore del registro di correzione, per cui, in funzione del flusso dati ricevuto, si potrà effettuare immediatamente la correzione senza necessità di traslazioni intermedie (bibl. 10).

Costruiamo ora una tabella, col contenuto del registro di correzione che, come si era stabilito in partenza, deve essere in grado di correggere gli errori semplici e doppi adiacenti.

Questa tabella si può costruire mediante la matrice di controllo (Tabella 2) oppure algebricamente.

Il calcolo algebrico comporta operazioni lunghe e noiose. Si analizzano quindi con questo metodo alcuni punti, che serviranno poi per la verifica di un programma, capace di simulare il contenuto del registro di sindrome in funzione degli errori d'ingresso. Con questo programma si sono generate le Tabelle di correzione d'errore 7 e 8.

CALCOLO ALGEBRICO

ERRORE SINGOLO:

sul bit 0: (X^{10}) si ha: $X^{10}/g(x) = 1 + R$

$R = X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$ [9D80 HEX]

sul bit 1: (X^{11}) si ha: $X^{11}/g(x) = X + R$

$R = X^9 + X^8 + X^6 + X^5 + X^4 + X$ [4EC0 HEX]

sul bit 2: (X^{12}) si ha: $X^{12}/g(x) = (X^2 + 1) + R$

$R = X^9 + X^8 + X^6 + X^4 + X^3 + X^2 + 1$ [BAC0 HEX]

sul bit 15: (X^{25}) si ha: $X^{25}/g(x) = (X^{15} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1) + R$

$R = X^6 + X^5 + X^4 + X^2 + X + 1$ [EE00 HEX]

ERRORE DOPPIO

sui bit 0 e 1: $(X^{10} + X^{11})$ si ha:

$X^{10}(X + 1)/g(x) = (X + 1) + R$

$R = X^9 + X^7 + X^6 + X^2 + X + 1$ [D340 HEX]

NB.: i valori tra parentesi quadre sono gli equivalenti esadecimali del contenuto del registro di sindrome scritti con le condizioni dettate dalla Tabella 4.

Per facilitare la comprensione delle Tabelle 7,8 si ricorda che il registro buffer del decodificatore, come si è visto in figura 7, è stato realizzato con 4 locazioni di memoria (BU4, BU3, BU2, BU1) e per limitarlo da 32 e 26 bit, l'entrata dei dati avviene sul bit 6 dell'ultima cella di memoria (BU4).

Per semplificare la correzione di errore, occorre generare un registro di correzione (BU4', BU3', BU2', BU1', che sia analogo, nelle posizioni dei bit, al registro buffer. Di conseguenza il registro di correzione avrà, ad esempio nel caso di errore singolo sul bit 25, valore 80 HEX in BU1', mentre avrà valore 40 HEX in BU4 se l'errore è in posizione 0.

Analogamente si deve procedere per la correzione dell'errore doppio adiacente.

In queste due tabelle le ultime 10 posizioni corrispondono ai bit di controllo, è evidentemente inutile una correzione su questi bit. Concentriamo quindi la nostra attenzione sui bit rimanenti, quelli di messaggio, su cui la correzione è utile.

TABELLA 7

CORREZIONE ERRORE SINGOLO		
errore su bit n.	contenuto reg. correzione	contenuto reg. sindrome
25	BU1' = 80 HEX	9 B 00 HEX
24	BU1' = 40 HEX	0 D 40 HEX
23	BU1' = 20 HEX	1 A 80 HEX
22	BU1' = 10 HEX	3 5 00 HEX
21	BU1' = 08 HEX	6 A 00 HEX
20	BU1' = 04 HEX	D 4 00 HEX
19	BU1' = 02 HEX	9 3 40 HEX
18	BU1' = 01 HEX	1 DC0 HEX
17	BU2' = 80 HEX	3 B 80 HEX
16	BU2' = 40 HEX	7 7 00 HEX
15	BU2' = 20 HEX	E E 00 HEX
14	BU2' = 10 HEX	E 7 40 HEX
13	BU2' = 08 HEX	F 5 C0 HEX
12	BU2' = 04 HEX	D 0 C0 HEX
11	BU2' = 02 HEX	9 AC0 HEX
10	BU2' = 01 HEX	0 EC0 HEX
9	BU3' = 80 HEX	1 D 80 HEX
8	BU3' = 40 HEX	3 B 00 HEX
7	BU3' = 20 HEX	7 6 00 HEX
6	BU3' = 10 HEX	EC 00 HEX
5	BU3' = 08 HEX	E 3 40 HEX
4	BU3' = 04 HEX	FDC0 HEX
3	BU3' = 02 HEX	C 0 C0 HEX
2	BU3' = 01 HEX	BAC0 HEX
1	BU4' = 80 HEX	4 EC0 HEX
0	BU4' = 40 HEX	9 D 80 HEX

TABELLA 8

CORREZIONE ERRORE DOPPIO ADIACENTE		
errore su bit n.	contenuto reg. correzione	contenuto reg. sindrome
* 25 - 0	BU1", BU4" = 80H, 40H	0 6 80 HEX
25 - 24	BU1" = C0 HEX	9 6 40 HEX
24 - 23	BU1" = 60 HEX	1 7 C0 HEX
23 - 22	BU1" = 30 HEX	2 F 80 HEX
22 - 21	BU1" = 18 HEX	5 F 00 HEX
21 - 20	BU1" = 0C HEX	B E 00 HEX
20 - 19	BU1" = 06 HEX	4 7 40 HEX
19 - 18	BU1" = 03 HEX	8 E 80 HEX
18 - 17	BU2", BU1" = 80H, 01H	2 6 40 HEX
17 - 16	BU2" = C0 HEX	4 C 80 HEX
16 - 15	BU2" = 60 HEX	9 9 00 HEX
15 - 14	BU2" = 30 HEX	0 9 40 HEX
14 - 13	BU2" = 18 HEX	1 2 80 HEX
13 - 12	BU2" = 0C HEX	2 5 00 HEX
12 - 11	BU2" = 06 HEX	4 A 00 HEX
11 - 10	BU2" = 03 HEX	9 4 00 HEX
10 - 9	BU3", BU2" = 80H, 01H	1 3 40 HEX
9 - 8	BU3" = C0 HEX	2 6 80 HEX
8 - 7	BU3" = 60 HEX	4 D 00 HEX
7 - 6	BU3" = 30 HEX	9 A 00 HEX
6 - 5	BU3" = 18 HEX	0 F 40 HEX
5 - 4	BU3" = 0C HEX	1 E 80 HEX
4 - 3	BU3" = 06 HEX	3 D 00 HEX
3 - 2	BU3" = 03 HEX	7 A 00 HEX
2 - 1	BU4", BU3" = 80H, 01H	F 4 00 HEX
1 - 0	BU4" = C0 HEX	D 3 40 HEX

* Questa posizione è relativa alla presenza di errore sul bit 25 e sul bit 0. Poiché il codice utilizzato è ciclico questi bit possono essere considerati adiacenti.

Il problema è il seguente: si ha a disposizione un puntatore, il registro di sindrome, che è utilizzabile per la correzione solo quando assume i valori mostrati nelle tabelle 7 e 8; con questo puntatore occorre recuperare una parola da 16 bit, contenuta in BU2' – BU1' per l'errore singolo ed in BU2" – BU1" per l'errore doppio. In pratica, con una parola da 10 bit occorre leggerne una da 16; si può effettuare l'operazione ponendo due elementi di memoria da 8 bit in parallelo, come indirizzi, ma questa soluzione è piuttosto confusa poiché gli indirizzi non sono adiacenti.

Per risolvere il problema, si è preferita la soluzione che ora viene descritta. Il massimo numero di sindromi ottenibile con la $g(x)$ utilizzata è pari a $2^{n-k} = 1024$ e cioè tutte le sindromi possono essere contenute in una memoria del 1 Kbyte e quindi essere comprese tra indirizzi che vanno da 000 HEX a 3FF HEX. Quest'ultima considerazione ci permette di shiftare il valore del registro di sindrome DE a destra di 4 posizioni, lasciando così liberi i 4 bit più significativi. Con questi ultimi si costruiscono 2 puntatori che valgono rispettivamente:

2 ⊕ DE(4sh)
3 ⊕ DE(4sh)

NB.: DE(4sh) = DE shiftato a destra di 4 posizioni

Il primo sarà utilizzato per correggere *BU1* mentre il secondo sarà usato per correggere *BU2* e cioè, ad esempio, nel caso di errore doppio sui bit 13 – 14, sindrome = 1280 HEX, il puntatore 2 avrà valore 3128 HEX, mentre il puntatore 1 avrà valore 2128 HEX, ed il contenuto a questi indirizzi sarà:

BU2" = 18 HEX, BU1" = 00 HEX.

Tutti gli indirizzi, compresi tra 2000 HEX e 4000 HEX che non corrispondono a sindromi, calcolate per la correzione, shiftate, conterranno il valore FF HEX, mentre quelli che corrispondono a sindromi shiftate conterranno un valore di correzione tale per cui:

[2]
BU1 ⊕ BYTE [puntato da 2 ⊕ DE(4sh)] = informazione relativa ai primi 8 bit corretti
BU2 ⊕ BYTE' [puntato da 3 ⊕ DE(4sh)] = informazione relativa ai secondi 8 bit corretti

Inoltre, in corrispondenza degli indirizzi relativi ad errori sulla ridondanza, occorre non alterare il contenuto di BU1 e BU2; questo può essere ottenuto, rispettando la [2], ponendo a questi indirizzi il valore 00.

L'algoritmo di correzione descritto è rappresentato dal diagramma di flusso di figura 9.

La soluzione suggerita comporta uno spreco di memoria di circa 6 Kbyte, ciò perché si è voluto lasciare ai puntatori un contenuto capace di rammentare mnemonica-

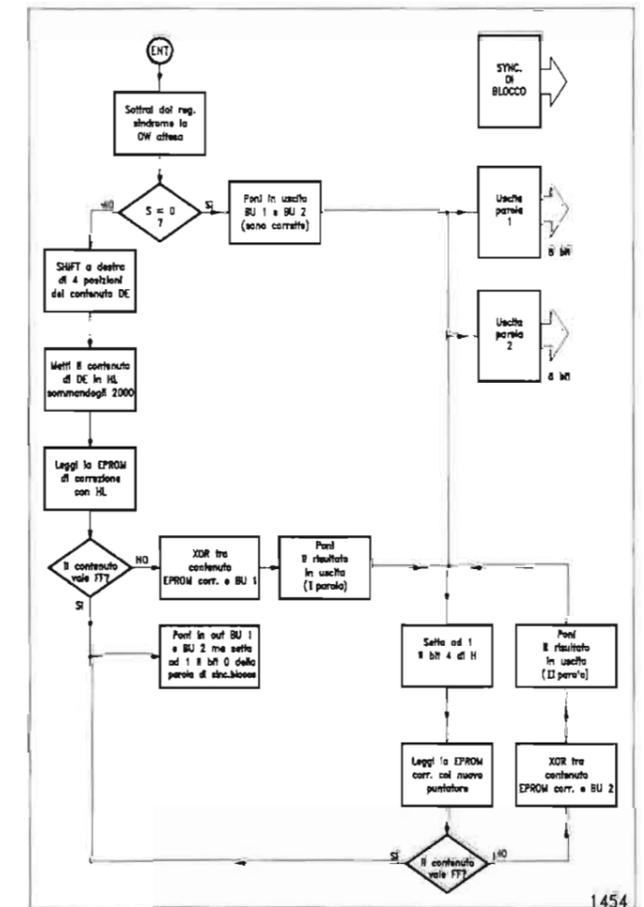



Fig. 9 — Diagramma di flusso della correzione di bit.

mente il valore del contenuto del registro di sindrome. Il registro di sindrome ha però solo 10 bit utili, può di conseguenza essere shiftato di 6 posizioni in luogo di 4. Le due tabelle di correzione saranno riscritte in funzione dei nuovi puntatori così ottenuti e la memoria di correzione potrà essere contenuta in 2 Kbyte.

Le correzioni d'errore prospettate sono valide solo se si pensa alla possibilità di realizzare in futuro, con lo stesso hardware descritto, una correzione d'errore più efficace. Se non ci fosse questa condizione da rispettare, ricordando che la codifica differenziale trasforma l'errore singolo in errore doppio (Bibl. 1), le sindromi per cui si deve fare la correzione sono contenute nelle prime 16 posizioni della Tabella 8; è quindi possibile, con una serie d'istruzioni di confronto effettuare la correzione senza dover ricorrere a tabelle di memoria. Questo tipo di correzione comporta un incremento del tempo di decodifica, col clock utilizzato (4,33 MHz), di circa 57 μs.

7.3 Sincronizzazione

Un altro punto interessante del decoder in esame è costituito dalla sincronizzazione del medesimo. Quest'operazione è lanciata dalla ricezione delle Offset Word senza errore. Per il nostro decoder, la sincronizzazione è definita corretta se sono state identificate le sindromi relative a due Offset Word, senza errori, a distanza 26 bit. Da questo punto parte il volano locale che permette il funzionamento del decoder anche in presenza di errori sulle Offset Words; se però, entro 255 impulsi di clock RDS, non si trovano, a distanza 26 bit, due offset word corrette, viene azzerato tutto il decodificatore: buffer, registro di sindrome, contatori e si ricomincia da capo. In questo modo il decodificatore rimane in sincronismo per 9 blocchi completi, anche in presenza di errori. L'esperienza sul tipo di

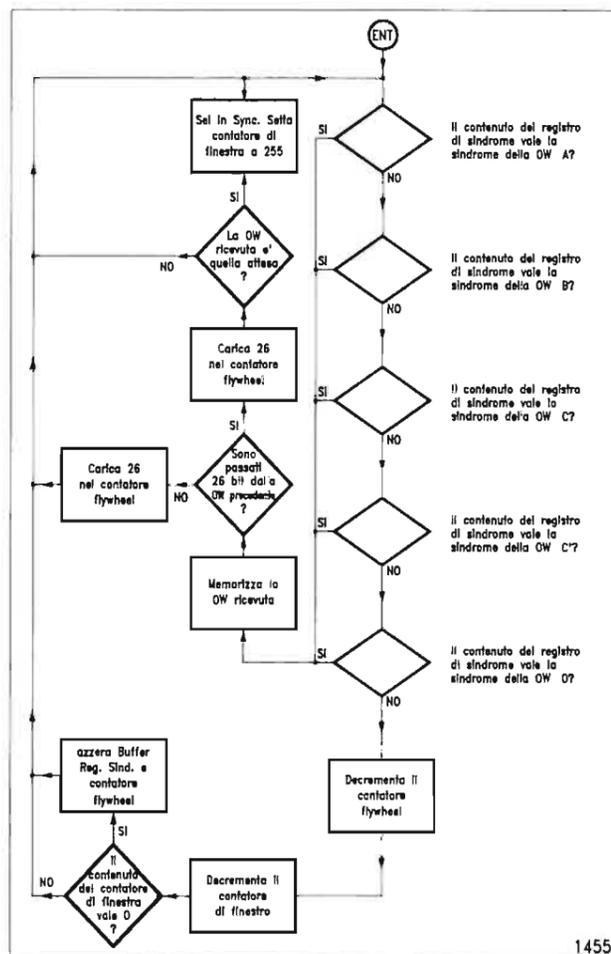



Fig. 10 — Diagramma di flusso della sincronizzazione del decodificatore RDS.

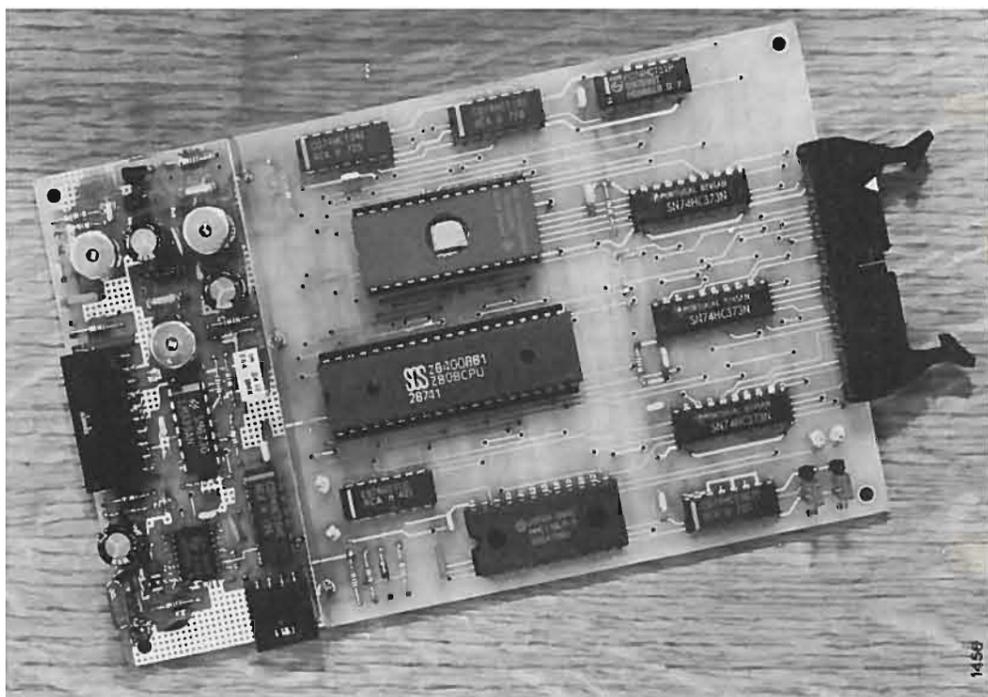



Fig. 11 — Scheda di demodulazione e decodifica RDS.

errori che si incontreranno sul canale di trasmissione potrà dirci se questo tempo è sufficiente o no (bibl. 6).

Chiaramente l'azzeramento è la situazione che comporta il tempo più lungo per la rimessa in funzione del decodificatore; infatti, dopo l'azzeramento, occorrerà riconoscere due offset word corrette ($\cong$ 50 ms), per ripristinarne il funzionamento.

Tutto ciò è evidenziato dal diagramma di flusso di figura 10.

8. Conclusione

Nella fotografia di figura 11 si può vedere la scheda relativa al demodulatore/decodificatore RDS attualmente costruito presso il Centro Ricerche RAI. La scheda contiene il filtro passa banda, il demodulatore Costas loop (PHILIPS SAA 7579 T) ed il decoder che è stato descritto nel presente articolo. La dimensione di questa scheda è di mm. 160 × 100.

Il clock utilizzato per la CPU è lo stesso del demodulatore (4.332 MHz) ed il tempo impiegato per effettuare la decodifica, che deve avvenire per intero nell'ambito di un periodo di clock RDS, è $\cong$ 350 μs, compresa la correzione dell'errore singolo e doppio, si ricorda che la durata del bit è 842 μs.

Dall'insieme di queste note è chiaro che la tecnica utilizzata dal sistema RDS, trattandosi in pratica di una trasmissione di dati, è molto più sofisticata di quella relativa ad un normale ricevitore radio, ma è perfettamente comprensibile, con un po' di pazienza anche ai non iniziati.

(3839)

APPENDICE

Come già detto nell'introduzione all'articolo, lo scopo di questa Appendice è solo di facilitare la comprensione dell'articolo stesso a chi non è introdotto nella materia delle trasmissioni numeriche codificate senza dover ricorrere ad altre fonti.

Codici di trasmissione

Per trasferire una sequenza di simboli binari da A, dove è situato il trasmettitore a B, dove è ubicato il ricevitore, occorre usare un «canale di trasmissione». Questo canale può introdurre, sulla sequenza ricevuta, degli errori; per ovviare in parte a questi ultimi si può manipolare la sequenza in trasmissione, in modo da rendere il ricevitore capace di riconoscere la presenza di questi errori e prendere una decisione in merito.

La manipolazione della sequenza da trasmettere viene definita codifica di canale.

Codifica di canale

Data una sequenza di k simboli binari di sorgente, questa viene inviata sul canale di trasmissione mediante una sequenza più lunga formata da n simboli binari. Ciò significa che se la sorgente invia dati alla velocità di v bit/s, lungo il canale i dati dovranno viaggiare a velocità vn/k bit/s. Il valore $k/n = R$ viene definito *Rendimento o Efficienza* del codice ed è sempre minore di 1, mentre $(1 - R) = (n - k)/n$ è detto *Ridondanza* del codice.

I codici possono essere a blocco e convoluzionali. I codici a blocco sono costituiti da due parti: informazione e ridondanza, contenute nell'insieme degli n simboli che viene definito *Parola di codice* (*blocco*); questi codici non richiedono memoria dei blocchi precedenti per eseguire la codifica e gli $(n - k)$ simboli di ridondanza vengono calcolati esclusivamente utilizzando i k simboli di sorgente. Nei codici convoluzionali non esiste più una parola di codice e per eseguire la codifica è necessario memorizzare i blocchi precedenti.

Un codice a blocco viene identificato in funzione dei suoi termini n e k scritti nel modo seguente: (n, k). Quando il blocco di codice ha nei suoi primi k bit l'informazione della sorgente non modificata, viene definito sistematico.

Il sistema RDS utilizza, per la trasmissione dei dati, un codice a blocco sistematico (26, 16) e quindi si parlerà esclusivamente di questo tipo di codifica.

Al fine di chiarire quanto verrà detto in seguito si vuole ora esaminare un codice a blocco sistematico abbastanza noto e relativamente breve (bibl. 5): il codice di Hamming (7, 4).

Il segno + (somma modulo 2, EX OR) che viene considerato in questo esempio ed in tutta l'appendice, corrisponde a quello di somma aritmetica tranne che per il caso $1 + 1 = 0$.

Indichiamo la parola di codice con

$$v(x) = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7)$$

(v indica un vettore).

Essendo questo codice sistematico, la prima parte della parola di codice (x_1, x_2, x_3, x_4) è uguale al messaggio di sorgente (i_1, i_2, i_3, i_4), mentre la ridondanza (x_5, x_6, x_7), viene calcolata come segue:

x_5 = somma del valore della sorgente agli istanti 1, 2, 3 $(i_1 + i_2 + i_3)$

x_6 = somma del valore della sorgente agli istanti 2, 3, 4 $(i_2 + i_3 + i_4)$

x_7 = somma del valore della sorgente agli istanti 1, 2, 4 $(i_1 + i_2 + i_4)$

Con queste premesse si possono ricavare, per le varie combinazioni di sorgente le parole di codice mostrate in Tabella 9.

Nella Tabella 9 si vede che volendo, ad esempio, trasmettere la parola sorgente 9) = 1000 con il codice di Hamming (7, 4) si deve mettere in linea 1000101. Per inciso la sorgente dati non potrà generare un flusso continuo, ma dovrà, in qualche modo, attendere che il codificatore aggiunga i 3 bit di ridondanza, prima di inviare una nuova informazione. Dall'esempio si possono ricavare le considerazioni che seguono: una parola di codice si ottiene dal messaggio sorgente a mezzo di operazioni di somma, modulo 2, di valori che la sorgente assume in istanti diversi della parola stessa; da questo deriva che la realizzazione pratica di un codificatore necessita di EX OR per

TABELLA 9

Parole di sorgente	Parole di codice (x_1 … x_7)
1) 0000	0000 000
2) 0001	0001 011
3) 0010	0010 110
4) 0011	0011 101
5) 0100	0100 111
6) 0101	0101 100
7) 0110	0110 001
8) 0111	0111 010
9) 1000	1000 101
10) 1001	1001 110
11) 1010	1010 011
12) 1011	1011 000
13) 1100	1100 010
14) 1101	1101 001
15) 1110	1110 100
16) 1111	1111 111

la somma, di shift register per la memorizzazione dei valori di sorgente, nell'ambito di una parola.

In figura 12 è mostrato un circuito che, realizzando le equazioni che hanno generato la Tabella 9, è in grado di codificare una parola sorgente da 4 bit secondo il codice di Hamming (7, 4). Per brevità si tralascia la trattazione teorica su tale schema, che si basa sulle proprietà dei codici ciclici.

Nella tabellina posta accanto al circuito si può vedere come viene prodotta la ridondanza relativa alla parola di sorgente 1000, che vale 101, da aggiungere all'informazione per ottenere la parola di codice 1000101.

Durante i primi 4 intervalli di bit (t), i simboli binari di sorgente (i_1, i_2, i_3, i_4) vengono introdotti nel codificatore attraverso l'ingresso *En*. Durante questi 4 cicli il commutatore *T*, che è in posizione 1, porta in uscita il segnale di sorgente ed attiva il ricircolo dei bit nello shift register reazionato. Per i restanti 3 cicli, *T* si sposta in posizione 2 e porta in uscita il valore di (*a*3), frutto della codifica. Il bistabile «D» allinea il segnale completo.

Un'ultima considerazione è ricavabile dall'analisi della Tabella 9: durante la trasmissione è possibile che si verifichino sul segnale degli errori dovuti a rumore o a

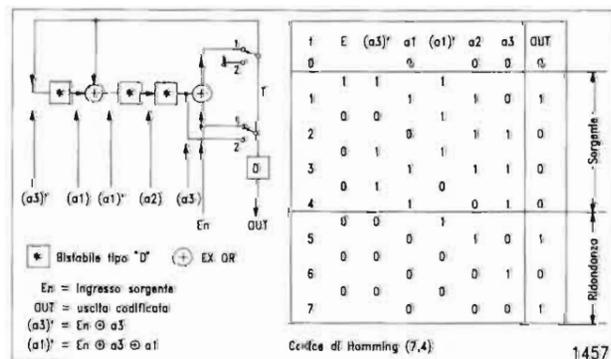



Fig. 12 — Realizzazione del codice di Hamming (7, 4).

disturbi elettromagnetici. In questo caso, la configurazione dei 7 bit trasmessa viene ricevuta diversa da come è stata inviata. L'informazione sorgente è costituita da 16 parole possibili (combinazioni di 4 bit), e quindi anche il messaggio codificato può assumere solo 16 configurazioni. Il numero di combinazioni realizzabili con i 7 bit del blocco è invece $2^7 = 128$ e sono tutte possibili in ricezione a causa degli errori. Il decodificatore di ricezione può così rivelare la presenza di errori ogni volta che la configurazione ricevuta non appartiene ad una delle 16 combinazioni possibili di trasmissione.

In generale il decodificatore di ricezione può seguire due strategie:

Rivelare gli errori e quindi respingere i messaggi affetti da errore.

Analizzare la configurazione di bit ricevuta per tentare di individuare la posizione dei bit errati e quindi *Correggere*.

Il numero massimo di bit errati, che possono essere corretti nell'interno del blocco, dipende dal codice utilizzato.

Matrice generatrice dei codici a blocco lineari

Il vettore messaggio $v(x)$ viene prodotto dal codificatore a partire dal vettore informazione $v(i)$ mediante un algoritmo α di codifica e cioè:

$$v(x) = \alpha\, v(i)$$

Se α è lineare il codice viene definito lineare e, siccome ogni applicazione lineare può essere rappresentata con una matrice, esisterà una matrice generatrice G del codice, tale che:

$$v(x) = v(i)\, G$$

(Prodotto righe per colonne o prodotto vettoriale).

Ogni codice a blocco, lineare, può essere quindi rappresentato mediante la matrice generatrice.

Rappresentazione di una sequenza binaria mediante polinomi

Una sequenza binaria può essere espressa mediante un polinomio algebrico del tipo: $a_n x^n + a_{(n-1)} x^{n-1} + \ldots + a_o$.

Il coefficiente a_i è *uno* se il valore del bit corrispondente è uguale ad uno, *zero* se il valore del bit relativo è uguale a zero.

Ad esempio una sequenza di bit:

100101 può essere espressa con $X^5 + X^2 + 1$

$$a_i: \begin{cases} x^5 & x^4 & x^3 & x^2 & x^1 & x^0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ X^5 & & + & X^2 & + & 1 \end{cases}$$

Rivelazione e correzione d'errore

Gli errori che si verificano sugli n bit di un blocco di codice durante la trasmissione possono essere descritti con

un *vettore di errore* $v(e)$ di n bit, che assume il valore 1 nelle posizioni in cui gli errori si sono verificati.

Se si trasmette una parola di codice $v(x)$ e lungo il canale di trasmissione viene inserito un errore $v(e)$, la sequenza ricevuta $v(y)$ vale: $v(y) = v(x) + v(e)$. (L'operazione + cambia il valore dei bit di $v(x)$ nelle posizioni in cui $v(e)$ vale 1).

Il ricevitore dovrà analizzare $v(y)$ e vedere se è o no una parola di codice: se non lo è, potrà avvertire l'utente che lungo il canale di trasmissione si è avuto uno o più errori.

Se il messaggio è stato trasmesso con un codice sistematico, nei primi k bit è contenuta l'informazione, mentre nei restanti n-k bit sarà localizzata la parte controllo della parola ricevuta. Il ricevitore dovrà, analogamente a quanto fatto in trasmissione, calcolare gli n-k bit di ridondanza che competono ai k bit d'informazione ricevuti ed in seguito confrontare la parte di controllo ricevuta con quella calcolata. Se sono uguali, la parola ricevuta è una parola di codice, altrimenti si è verificato almeno un errore. Il vettore ottenuto dal confronto fra gli n-k bit di controllo ricevuti e gli n-k bit calcolati, sulla parte informazione ricevuta, viene definito «*Sindrome*» della sequenza ricevuta. Nel caso di ricezione di una parola di codice il vettore sindrome è nullo.

Analogamente a quanto visto in trasmissione, è possibile costruire una matrice H atta a descrivere il funzionamento della ricezione. Questa matrice, detta matrice di controllo, deve dare origine al vettore sindrome $v(s)$ quando è applicata ad un qualsiasi vettore ricevuto (H' = Matrice H trasposta)

$$v(y)\, H' = v(s).$$

Dato che la sindrome di una parola di codice è nulla, vale:

$$v(x)\, v\, H' = v(0)$$

Inoltre dato che:

$$v(x) = v(i)\, G; \quad v(i)\, G H' = v(0):$$

e siccome $v(i)$ è diverso da zero si ha: $GH' = 0$ e cioè la matrice di controllo deve compiere l'operazione inversa della matrice generatrice.

Matrice generatrice e matrice di controllo

Per chiarire come funzionano queste due matrici riprendiamo in esame il codice di Hamming (7, 4) che, come abbiamo visto, risponde alle seguenti equazioni:

$$x_1 = i_1; \quad x_2 = i_2; \quad x_3 = i_3; \quad x_4 = i_4$$

$$[3] \quad \begin{cases} x_5 = i_1 + i_2 + i_3 \\ x_6 = i_2 + i_3 + i_4 \\ x_7 = i_1 + i_2 + i_4 \end{cases}$$

Poniamo di dover codificare, con questo codice, un'informazione $v(i) = 1001$, secondo la relazione $v(x) = v(i)\, G$.

Matrice generatrice:

$$v(x) = v(i)\, G = (1001)\, G$$

$$G = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{vmatrix} \quad k \quad v(i) = \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{matrix}$$

(colonne $x_1 \ldots x_7$; ← (n-k) →; ← (n) →)

La parola di codice $v(x)$ vale la somma, modulo 2, delle colonne della matrice G dove il vettore informazione $v(i)$ vale 1

$$\begin{matrix} & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ \hline v(x) = & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{matrix}$$

Matrice di controllo:

Poniamo ora di dover verificare la correttezza del segnale ricevuto $v(y)$. Dalla parte informazione di $v(y)$ si dovrà ricavare il valore di controllo equivalente, per poterlo poi confrontare col valore di controllo del segnale ricevuto. Ricordando la [3] si ottiene.

controllo calcolato + controllo ricevuto = Sindrome

$$(y_1 + y_2 + y_3) \quad + \quad y_5 \quad = \quad S_1$$
$$(y_2 + y_3 + y_4) \quad + \quad y_6 \quad = \quad S_2$$
$$(y_1 + y_2 + y_4) \quad + \quad y_7 \quad = \quad S_3$$

con queste equazioni si ricava la matrice di controllo H:

$$H = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (n\text{-}k) \quad \begin{matrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{matrix}$$

(colonne $y_1 \ldots y_7$; ← (n-k) →; ← (n) →)

Quando il messaggio ricevuto $v(y)$ è uguale a quello trasmesso $v(x)$, cioè in assenza di errori, si ottiene la sindrome nulla. Ad esempio per $v(y) = 1001110$ si ha:

$$v(y) \cdot H' = v(s) = v(0)$$

v(y)	S_1	S_2	S_3
1	1	0	1
0	1	1	1
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	0	1	0
0	0	0	1

(n; ← (n-k) →)

SINDROME = 0 0 0

Nella prima colonna è stato riportato il messaggio $v(y)$.

Ogni termine della sindrome è stato ricavato sommando, modulo 2, ogni termine della colonna relativa quando il corrispondente valore del vettore $v(y)$ vale 1 (prodotto righe per colonne).

In generale si può dire che la sindrome associata al vet-

tore ricevuto $v(y)$ è uguale alla sindrome del vettore $v(e)$:

$$v(s) = v(y)H' = [v(x) + v(e)]H' =$$
$$= v(x)H' + v(e)H' = v(e)H'$$

Analizzando la sindrome il decodificatore può vedere se il messaggio ricevuto contiene o no errori (*Rivelazione d'errore*). Dopo aver rivelato un errore, il decodificatore in alcuni casi cerca di stabilire quale parola di codice è stata effettivamente trasmessa (*Correzione d'errore*).

La capacità di un particolare codice, di permettere la correzione degli errori di canale è in relazione alla sua capacità di rivelarli. A livello intuitivo, quando in un messaggio è presente un errore si può provare ad eliminarlo, in questo caso possono succedere due cose:

a) l'errore è stato eliminato
b) si è corretto in un punto sbagliato ed allora gli errori sono diventati due.

Quindi, per poter correggere un errore occorre che il codice sia in grado di rivelarne almeno due.

Il modo più semplice per tentare una correzione d'errore, consiste nello scegliere, tra le parole di codice, quella che più somiglia alla parola ricevuta. Questa strategia si rivela efficace sui canali di trasmissione soggetti a rumore di tipo gaussiano, dove è più probabile avere un errore singolo sul blocco anziché uno doppio, uno doppio piuttosto che uno triplo e così via. Il numero di posizioni in cui due parole binarie differiscono, è stata definita *distanza di Hamming*, la strategia di correzione suggerita, equivale a scegliere, tra le parole di codice, quella che ha la minima distanza di Hamming rispetto alla parola ricevuta, o analogamente il vettore $v(e)$ di peso minimo.

Il codice di Hamming (7, 4), può dar luogo a $2^{n-k} = 8$ sindromi diverse; le parole di codice sono $2^k = 16$, mentre i 7 bit, di cui è composto il blocco, danno luogo a $2^n = 128$ configurazioni diverse. I 128-16 = 112 possibili vettori di errore possono essere suddivisi in gruppi di 2^k che danno origine alla stessa sindrome. Tra i 2^k vettori d'errore che danno origine alla stessa sindrome si sceglie quello di peso di Hamming minore (*Coset leader*) per effettuare la correzione, in quanto si ritiene sia il più probabile del gruppo. Il *Coset leader*, 2^{n-k} vettori, viene utilizzato per effettuare la somma, modulo 2, con la sequenza ricevuta, onde correggere l'errore. A questo punto è stata ricostruita, a partire dal messaggio ricevuto, una parola di codice ed è quindi inutile riverificarne la sindrome, che sarà senz'altro uguale a zero, anche se non si è ottenuta la parola d'origine.

Notiamo ancora che il decodificatore può rivelare solo gli errori di canale che non sono parole di codice, di conseguenza, dato che sul canale possono esistere 2^n errori, 2^k di questi non sono rilevabili in quanto parole di codice.

Come si è già detto, in un qualsiasi codice, il numero di posizioni in cui due parole differiscono viene definito distanza di Hamming; la più piccola di queste, chiamata *dmin*, corrisponde alla parola di codice di peso minimo, diversa da zero. Questa *dmin* è un parametro molto importante nella scelta del codice, infatti il numero di errori che il codice permette di rivelare è (*dmin-1*) mentre il numero di errori che permette di correggere è (*dmin-1*)/*2*. Occorre quindi scegliere codici con *dmin* grande.

Codici ciclici

Un codice a blocco lineare viene definito ciclico se, e solo se, ogni shift ciclico, di una parola di codice genera un'altra parola di codice.

La realizzazione dei codificatori e decodificatori dei codici ciclici è relativamente semplice, utilizza shift register con connessioni di reazione ed EX OR.

I codici ciclici hanno inoltre la prerogativa di essere rappresentabili mediante polinomi. Un codice ciclico viene definito in funzione del suo polinomio generatore $g(x)$, di grado $n-k$: un polinomio di grado minore di n appartiene al codice solo se è divisibile per il polinomio generatore $g(x)$. Da questo deriva che codici ciclici possono essere ottenuti moltiplicando ogni polinomio di grado inferiore a k per $g(x)$:

$$v(x) = g(x)\, i(X)$$

dove $v(x)$ = polinomio codificato
$g(x)$ = polinomio generatore
$i(x)$ = polinomio che rappresenta l'informazione.

Una forma diversa per codificare l'informazione $i(x)$ è la seguente:

1) si moltiplica $i(x)$ per x^{n-k}
2) si divide $x^{n-k}\, i(x)$ per $g(x)$;

questa divisione produce un quoziente $q(x)$ ed un resto $r(x)$; si lascia perdere il quoziente e si esprime il polinomio codificato con:

$$v(x) = x^{n-k}\, i(x) + r(x)$$

$v(x)$ è una parola di codice in quanto divisibile per $g(x)$. Infatti:

$$x^{n-k}\, i(x) = g(x)\, q(x) + r(x)$$

dove $q(x)$ è il quoziente ottenuto dividendo $x^{n-k}\, i(x)$ per $g(x)$ e, siccome somma e differenza, modulo 2, danno lo stesso risultato, si può scrivere:

$$v(x) = x^{n-k}\, g(x) + r(x) = q(x)\; g(x).$$

Quindi, essendo anche questo polinomio multiplo di $g(x)$, rappresenta un codice ciclico, inoltre $r(x)$ ha grado minore di $n-k$, mentre $x^{n-k}i(x)$ ha tutti i coefficienti, nei termini $n-k$ uguali a zero. Questo porta a che i primi k coefficienti di $v(x)$ hanno gli stessi coefficienti di $i(x)$ che sono i termini del messaggio sorgente, mentre negli ultimi $n-k$ coefficienti di $v(x)$ è situata la ridondanza. Un codice ciclico scritto in questo modo è quindi un codice sistematico.

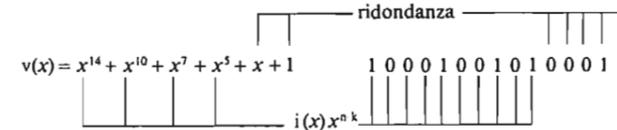
Un esempio può chiarire meglio quanto detto sopra: poniamo di voler codificare un messaggio $i(x) = 1000100101$, corrispondente al polinomio $x^9 + x^5 + x^2 + 1$ mediante un codice (15,10) ed avente, come polinomio generatore $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + 1$, si avrà:

$$x^{n-k}\, i(x) = x^5 i(x) = x^5(x^9 + x^5 + x^2 + 1) =$$
$$= x^{14} + x^{10} + x^7 + x^5$$

Si divide $x^{n-k}i(x)$ per il polinomio generatore:

$$(x^{14} + x^{10} + x^7 + x^5)/(x^5 + x^4 + x^2 + 1) =$$
$$= (x^9 + x^8 + x^7 + x^3 + x^2 + x + 1) + (x + 1)$$

quoziente └──────┘ + └──┘ resto

Il codice può quindi essere rappresentato dal polinomio: $x^5 i(x) + (x + 1)$ e cioè:

I codici ciclici godono di molteplici proprietà la cui analisi approfondita non riteniamo opportuno affrontare in questa sede; ci limitiamo perciò a riassumere quelle indispensabili alla conclusione del nostro discorso.

Proprietà dei codici ciclici

— Ogni shift ciclico di una parola di codice è ancora una parola di codice.
— Il polinomio generatore di un codice ciclico (n, k): $g(x)$ è il polinomio di grado minimo, diverso da zero, che appartiene al codice stesso, è unico ed ha grado $n-k$.
— Il polinomio generatore termina sempre con: $ax^0 = 1$.
— Un polinomio di grado $(n-k)$ o minore appartiene al codice ciclico solo se è divisibile per $g(x)$.
— Un polinomio generatore $g(x)$ di un codice ciclico (n, k) è divisore di $x^n + 1$.
— Un codice ciclico è capace di rivelare ogni burst di errore di lunghezza $n-k$ o minore, incluso il burst $n-k$ testa/coda della parola di codice.
Viene definito burst di errore di lunghezza b, un insieme di bit affetto da errori costituito da un numero di termini, compreso tra il primo e l'ultimo errore inclusi, uguale a b.

La proprietà per cui ad ogni polinomio di grado $n-k$, sottomultiplo di $x^n + 1$, corrisponde un codice ciclico, fa sì che per n grande, essendo molti i sottomultipli di $x^n + 1$, esistano molti polinomi generatori. Alcuni di questi generano dei codici utili (*dmin.* grande, facilità nella correzione dei burst...), altri generano codici poco utili per gli scopi pratici.

Teorici nella ricerca dei codici, hanno dedicato molto tempo negli ultimi 20 anni alla scoperta di codici ciclici utili, ne è stato tabulato un grande numero di praticamente realizzabili (bibl. 3, 4, 5, 8, 9).

Anche nel caso dei codici ciclici il ricevitore dovrà confrontare la parte di controllo del segnale ricevuto con quella calcolata sulla parte informazione: se il risultato del confronto è zero la parola è una parola di codice, altrimenti viene rivelato un errore.

L'analisi della sindrome è quindi sufficiente a definire se ci sono o meno errori rivelabili nel messaggio ricevuto. Dato che il polinomio generatore di un codice ciclico deve essere sottomultiplo di $x^n + 1$, spesso succede che non esista un polinomio generatore di grado $(n-k)$, con i valori di n e k utili.

Per ovviare a questo inconveniente i codici ciclici sono frequentemente usati in forma accorciata. Con questo metodo i primi c bit del blocco sono posti uguali a zero e non più trasmessi; ne deriva un nuovo codice $(n-c, k-c)$. Questo codice viene chiamato codice ciclico accorciato, pur non essendo più ciclico. La codifica ed il calcolo della sindrome possono essere eseguite con lo stesso circuito utilizzato nel codice di partenza. Per la rivelazione e la correzione di errore occorre ovviamente tener conto, per ogni vettore che si riceve, della stringa di c zeri.

Tra i codici ciclici, atti a correggere burst d'errori, vengono definiti ottimi quelli capaci di correggere burst di lunghezza: $b = (n-k)/2$ (bibl. 9).

Codice utilizzato dal sistema RDS

Il codice utilizzato per l'RDS è un codice ciclico accorciato (26,16), ottimo per la correzione dei burst [$b = (n-k)/2 = 5$]. Il codice da cui deriva ha polinomio generatore di grado 10:

$$g(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^{10}$$

non primitivo, ottenibile come potenza $\alpha = 219$ del polinomio primitivo:

$$g'(x) = x^{10} + x^3 + 1$$

Ora la lunghezza naturale l del codice ciclico rappresentato dal polinomio primitivo vale $2^{10} - 1 = 1023$, mentre la lunghezza naturale l' del codice espresso dal polinomio $g(x)$ utilizzato nella codifica RDS vale:

$$l' = (2^n - 1)/\text{MCD}\,[(2^n - 1), \alpha] = 341.$$

Correzione di errore

Oltre alla correzione a tabella, realizzata nel nostro decoder RDS, si può ricorrere ad altri tipi di correzione. Come esempio si illustra il circuito correttore che compare sulla norma RDS, UER 3244 (bibl. 2) che, naturalmente, agisce sul codice ciclico accorciato (26,16).

La figura 13 mostra lo schema del decodificatore in esame.

La prima operazione che il ricevitore deve compiere consiste nel trovare la sindrome della parola di codice trasmessa, facendo passare il messaggio ricevuto dentro ad una catena di shift registers, reazionata in modo da realizzare il polinomio generatore. Dopo che gli n bit del messaggio sono entrati nel registro, ciò che rimane nel medesimo è il risultato del confronto tra la parità calcolata, sulla parte informazioni del messaggio ricevuto e la parità ricevuta.

La correzione di burst d'errore è relativamente semplice (bibl. 4, 8). In particolare, se un codice è capace di correggere burst di lunghezza b, basterà verificare, durante il ricircolo, che gli $(n-k-b)$ bit della parte bassa del registro di sindrome valgano zero, per essere sicuri che gli eventuali errori sono confinati nella parte alta dello stesso registro ed in posizione corrispondente all'errore sul segnale. È allora sufficiente controllare, con un dispositivo combinatorio, se durante il ricircolo, ad ogni parola codificata ricevuta, nelle prime (26-16-5) = 5 posizioni, il registro di sindrome vale zero per garantire che l'errore eventuale è confinato nelle restanti posizioni, indipendentemente dalla posizione degli errori nell'ambito della parola ricevuta. La correzione viene effettuata complementando il valore del bit uscente dal buffer, in corrispondenza della posizione dell'errore rivelato dal registro di sindrome.

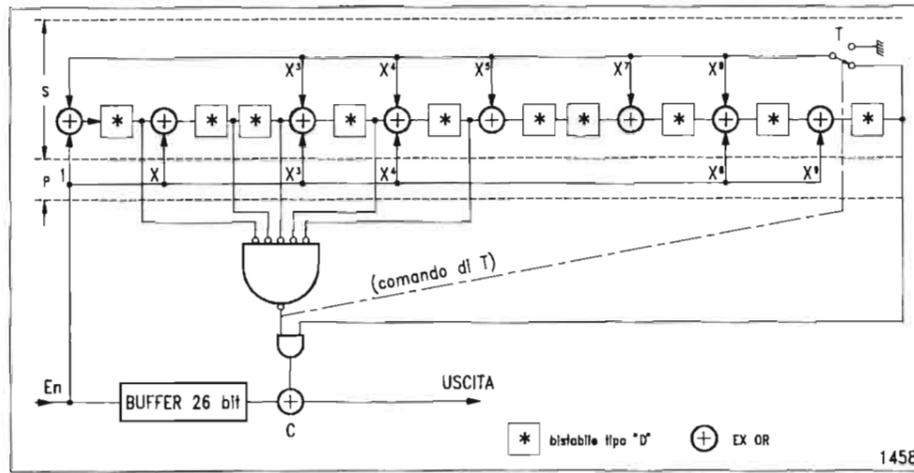



Fig. 13 — Decodificatore correttore (Error trapping) illustrato nella norma UER 3244.

Il decodificatore che compie la funzione ora descritta viene definito *Error Trapping*.

Come si è già detto, l'accorciamento di un codice ciclico di c termini, può essere effettuato sostituendo i termini della parola di codice che mancano con c zeri; quest'operazione richiede però shift ulteriori ed il tempo per eseguirli; si può ottenere la stessa cosa più velocemente premoltiplicando il polinomio che rappresenta la sequenza ricevuta per X^{n-k+c}. Questo è realizzabile dotando il registro di sindrome di due reti di reazione: la prima costituisce il polinomio generatore $g(x)$, la seconda, alimentata direttamente dalla sequenza d'ingresso, vale il resto ottenuto dividendo X^{n-k+c} per $g(x)$.

Nel caso del sistema RDS ($n-k=10$), il codice è un (26,16), mentre come abbiamo visto, la lunghezza naturale del codice espresso dal polinomio generatore è $l=341$. Il codice deve quindi essere accorciato di $341-26=315$ bit.

Quindi la seconda catena di figura 13 esprime il resto ottenuto dividendo (X^{n-k+c}) per $g(x) = X^{10+315}/g(x)$, che vale:

$$R = X^9 + X^8 + X^4 + X^3 + X + 1.$$

Nella figura 13 il registro di sindrome con le reazioni relative è rappresentato dal blocco *S*, mentre le reazioni che effettuano la premoltiplicazione sono indicate con *P*.

La sequenza di segnale entra attraverso *En* nel registro di sindrome che ne effettua immediatamente la premoltiplicazione e nel registro buffer che ha il compito di memorizzarla. Al termine dei 26 bit, il contenuto del registro sindrome viene fatto ricircolare, nello stesso registro attraverso la catena che realizza $g(x)$, contemporaneamente la sequenza dei k bit d'informazione esce dal buffer. Appena il dispositivo combinatorio identifica 5 zeri, la reazione del registro di sindrome viene aperta in *T* ed il contenuto di errore, eventualmente presente nella parte alta della catena stessa, viene utilizzato per complementare l'uscita del buffer, effettuando in questo modo la correzione, di un burst d'errore lungo al massimo 5 bit. Tutta l'operazione di ricircolo deve, evidentemente, essere effettuata prima che arrivi il prossimo clock RDS e quindi nell'ambito di 842 μs. Dal registro buffer i dati debbono essere estratti solo per i k bit (16) di informazione. Naturalmente per il funzionamento del decoder occorrono due tipi di clock, uno è il clock RDS, l'altro un clock almeno 26 volte più veloce per il ricircolo. Se il contenuto del registro sindrome non è zero ed il dispositivo combinatorio non trova i 5 zeri consecutivi, significa che la sequenza ricevuta non si può correggere.

Non è necessario disinserire la catena di premoltiplicazione durante il ricircolo poiché non essendoci segnale d'ingresso, tra il bit 26 della vecchia parola ed il bit 1 della nuova, questa catena non produce effetti durante il ricircolo. Dopo il ricircolo occorre azzerare il registro di sindrome ed il registro buffer per preparare il decoder alla nuova sequenza. In figura 13 non sono state considerate le Offset Words, che debbono essere sottratte dalla sequenza ricevuta, prima che quest'ultima entri nel registro di sindrome e nel buffer.

Questo tipo di decodifica, eseguita in modo completamente hardware, permette bit rate molto elevati. Fortunatamente con l'RDS il bit rate è basso e la decodifica può essere effettuata con microprocessore.

Matrice generatrice del codice (26,16)

A questo punto vogliamo ancora realizzare la matrice generatrice *G* del codice ciclico (26,16) usato nel sistema RDS. Come già visto questo codice utilizza come polinomio generatore:

$$X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

questa matrice sarà quindi costituita da n colonne :26 e da k righe :16.

La prima riga della matrice, a partire dal fondo, vale	$g(x)$
La seconda riga vale	$g(x) \cdot x$
La terza riga vale	$g(x) \cdot x \cdot x$

Se nel fare queste operazioni compare nel prodotto il termine x^{10}, occorre sommare $g(x)$ a questo prodotto.

Calcoliamo ora le prime 3 righe dal fondo:

prima riga $= g(x)$
$= X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$

seconda riga $= x \cdot g(x)$
$= X(X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1)$
$= X^{11} + X^9 + X^8 + X^6 + X^5 + X^4 + X$

terza riga $= x \cdot x \cdot g(x)$
$= X X(X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1)$

in questa riga compare X^{10}
$= X^{12} + X^{10} + X^9 + X^7 + X^6 + X^5 + X^2$

e quindi le si somma $g(x)$
$+ (X^{10} + X^8 + X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + 1)$

per cui la terza riga vale:
$= X^{12} + X^9 + X^8 + X^6 + X^4 + X^3 + X^2 + 1$

e così via, fino a compilare tutta la Tabella 1.

RINGRAZIAMENTI

L'autore ringrazia l'ing. Alberto Morello del Centro Ricerche RAI per la collaborazione fornita nella stesura di queste note.

BIBLIOGRAFIA

1. PASTERO N.: Il RADIODATA. Criteri di progetto del ricevitore. «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 2, 1988, pp. 67-74.
2. EBU Specification of the radio data system RDS for VHF/FM sound broadcasting. Tech 3244-E, Marzo 1984.
3. PETERSON and BROWN: Cyclic codes for error detection. «Proceeding of the IRE», n. 49, Gennaio 1961.
4. PETERSON and WELDON: Error-correcting codes. MIT Press. 1972.
5. BENEDETTO, BIGLIERI e CASTELLANI: Digital Transmission Theory PRENTICE-HALL, INC. 1987.
6. HELLMAN: Error detection in presence of sincronisation loss. «IEEE Transaction on communications», Maggio 1975.
7. ELY R.: High-speed decoding technique for slip detection in data transmission system using modified cyclic codes. «Electronics Letters», Febbraio 1983.
8. LIN, COSTELLO: Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Prentice-Hall 1983.
9. KASAMI: Optimum Shortened Cyclic Codes for Burst-Error Correction. «IEEE Transaction on information theory», Aprile 1963.
10. COMINETTI M.: Radio-data Broadcasting. Considerations on the organisations of the data stream and baseband coding EBU Specialist Group R1/DAT - Doc. GTR1 201 rev. - GT V2 247 - 16th April, 1981.

Guarda, la tivù tra le nuvole.

RAI SAT. LA TIVÙ CHE GUARDA LONTANO.

Alzate gli occhi al cielo, c'è qualcosa di insolito. Da 36.000 chilometri di altezza abbiamo lanciato un nuovo modo di ricevere la televisione e speriamo di colpire la vostra curiosità. Da lassù stanno arrivando nuovi

programmi, per ora sperimentali, e tanti altri ne verranno. Rai Sat è la tivù che trasmette in diretta dal satellite. E' la tivù che supera ogni frontiera e porta l'Italia lontano, al centro dell'attenzione di tutta Europa.

RAI/PROM - McCANN ERICKSON

OCCUPAZIONE DELLO SPETTRO RADIOELETTRICO E SISTEMI DI MISURA

ITALO MAGNONE*

SOMMARIO — Nell'articolo si fa un breve cenno alle raccomandazioni CCIR che stabiliscono i rapporti di potenza e la distanza in frequenza ottimali tra portanti di segnali radiofonici a modulazione di frequenza e televisivi che operano nelle stesse aree di servizio. Con l'analisi della situazione odierna vengono anche descritti i mezzi, gli strumenti ed i sistemi di misura che si ritengono idonei a capire e documentare la reale occupazione dello spettro radioelettrico in situazioni anche complesse. Sono descritti in particolare i mezzi attrezzati per le misure in punti prestabiliti e quelli per le misure in movimento.

SUMMARY — ***Utilization of the RF spectrum and measurement systems.*** *— The paper reports briefly on the CCIR Recommendations which establish the optimum power ratios and frequency intervals between FM radio and TV signal carriers operating in the same service areas. An analysis is made of present situation, and a description is given of the media, instruments and measurement systems which are deemed suitable to make understand and evidence the real utilization of the R.F. spectrum, even in complex situations. In particular, the vans equipped for measurements on sites and for measurements carried out when moving are decribed.*

1. Introduzione

Un vastissimo numero di organizzazioni ed Enti privati, civili e militari fanno oggi uso di apparati di irradiazione di segnali radioelettrici: da 27 MHz a 13 ÷ 14 GHz lo spettro radioelettrico è utilizzato in modo quasi continuo.

Alcune gamme, in particolare quelle assegnate alla diffusione circolare di programmi radiofonici e televisivi, sono da tempo sature e gli utilizzatori assolvono ai loro compiti attraverso equilibri tecnici sovente precari.

In assenza della regolamentazione di tutto il sistema radiotelevisivo, l'iniziativa privata ad esempio ha attivato circa 12000 stazioni televisive ed altrettante stazioni radiofoniche che, unite alle circa 4000 TV e 2200 radio MF della RAI, rendono molto difficile il rispetto delle norme di buona tecnica indicate al riguardo a livello internazionale.

A titolo di esempio in figura 1 si dà il grafico della occupazione dello spettro nella banda radiofonica MF da 88 ÷ 108 MHz in un punto della periferia di Milano ottenuto con una comune antenna a stilo di radioricevitore lunga 30 cm, connessa ad un analizzatore di spettro di elevate prestazioni. Per livelli superiori alla soglia di ricevibilità di ricevitori radiofonici di medie prestazioni vi è la presenza di un portante ogni 50 kHz circa.

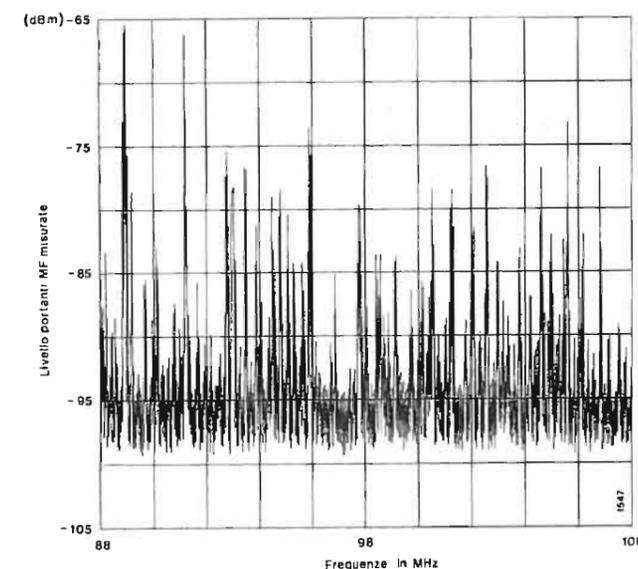



Fig. 1 — Occupazione spettrale tipica nella gamma radiofonica MF in un grande centro urbano. Si ha una portante ogni 50 kHz circa.

2. Norme Internazionali

L'Unione Europea di radiodiffusione (UER) e il Comitato Consultivo Internazionale di Radiocomunicazioni (CCIR) stabiliscono infatti, con le Raccomandazioni 412 e 655 (bibl. 1 e 2), i limiti di potenza e di distanza in fre-

(*) p.i. Italo Magnone consulente Federal Trade / Segrate (Milano).

Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 22 gennaio 1990.

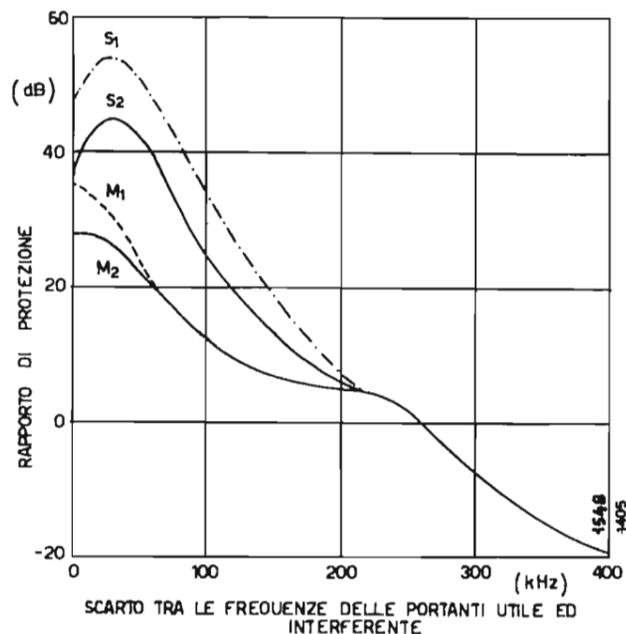



Fig. 2 — Rapporto di protezione in radiofrequenza per la radiodiffusione in onde metriche (banda 8) per le frequenze da 87,5 a 108 KHz, per deviazione di frequenza massima ± 75 kHz.
Curva M1: radiodiffusione monofonica; disturbo costante
Curva M2: radiodiffusione monofonica; disturbo troposferico protezione per il 99% del tempo
Curva S1: radiodiffusione stereofonica; disturbo costante
Curva S2: radiodiffusione stereofonica; disturbo troposferico protezione per il 99% del tempo

quenze relative tra portanti di segnali presenti nelle stesse aree di servizio.

La Raccomandazione 412 indica i rapporti di protezione in dB che devono esistere tra il livello del segnale utile e quello del segnale interferente, nella gamma di radiodiffusione MF, da 87,5 ÷ 108 MHz, a seconda della distanza in kHz tra i due segnali ed il tipo di informazione ricevuta: stereo o monofonico per una deviazione massima di frequenza $\Delta f = \pm 75$ kHz.

Come appare dalla figura 2 vi è anche la distinzione tra segnale interferente continuo e sporadico o comunque presente per un tempo $\leq 1\%$.

Per quanto concerne la televisione, con la Raccomandazione 655 vengono tra l'altro prima fissati i rapporti in dB tra le portanti video dei canali adacenti inferiore e superiore, rispetto alla portane video del canale utile per segnali interferenti continui o sporadici, con passi di 8 MHz tra un canale e l'altro e poi i limiti per segnali interferenti che cadono nella banda utile di trasmissione di 5,5 MHz.

Tenendo conto di tali caratteristiche e di quelle dello standard televisivo italiano, il livello della portante video del canale adiacente inferiore può essere + 9 dB rispetto al livello della portante video del segnale utile, se presente in modo sporadico, oppure di − 1 dB se presente in modo continuo.

Nel caso in cui l'interferente sia il canale adiacente superiore, il livello della sua portante video può essere, se presente in modo sporadico, di 12 dB superiore al livello della portante video del canale utile o di 2 dB superiore se presente in modo continuo.

Nel caso in cui vi siano canali sovrapposti o comunque segnali interferenti che cadono nell'intorno della portante video del canale utile, i rapporti sono quelli indicati nella figura 3 per segnali saltuari e nella figura 4 per segnali continui, a seconda che non siano in offset (curva « A »), in offset normale (curva « B ») o in offset di precisione (curva « C »).

La posizione di offset indica lo scostamento del valore nominale di frequenza tra le portanti video del segnale utile e interferente in multipli di 1/12 della frequenza di riga (15625 Hz); quello più utilizzato ha una differenza di frequenza uguale a 8/12 pari a 10416 Hz.

Fig. 3 — Rapporto di protezione per segnali televisivi interferenti salutari che cadono vicino e dentro il canale televisivo utile.
Curva A: segnali non in offset - Curva B: segnali in offset normale - Curva C: segnali in offset di precisione

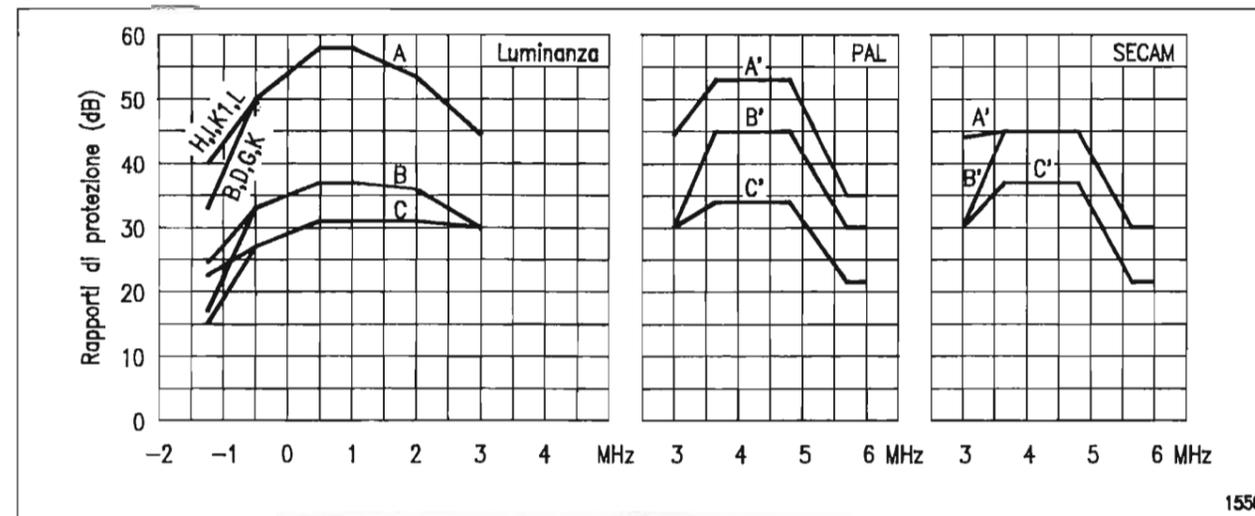
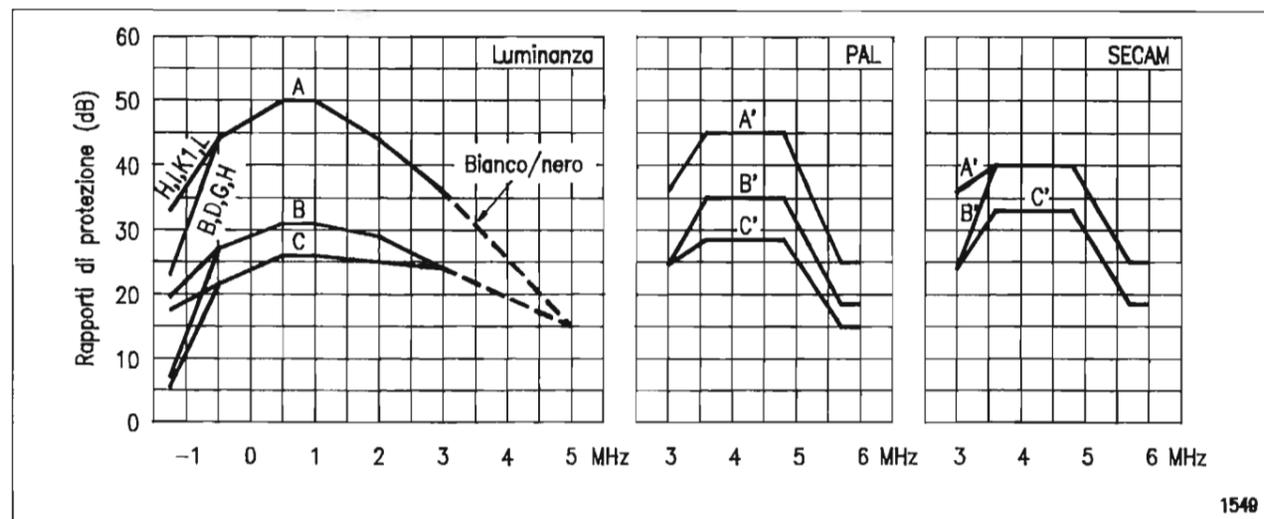



Fig. 4 — Rapporto di protezione per segnali televisivi interferenti continui che cadono vicini e dentro il canale televisivo utile.
Curva A. per segnali non in offset - Curva B: segnali in offset normale - Curva C: segnali in offset di precisione

L'offset normale si ha quando la stabilità relativa della frequenza delle due portanti video è contenuta entro ± 500 Hz; quello di precisione quando la stabilità è di ± 1 Hz.

La collocazione in offset serve a nascondere sulle immagini, entro certi limiti, l'effetto del battimento tra le portanti, mascherandolo con la trama orizzontale della scansione di riga.

3. La situazione odierna

La realtà italiana, per quello che risulta alla Federal Trade nelle sue campagne misure, è ben diversa. Nelle aree commerciali più importanti vi è la presenza contemporanea di tutti i canali televisivi ricevibili dai televisori con livelli di campo relativi tra le portanti video anche di 30 ÷ 36 dB sui canali adiacenti; è frequente la presenza di più canali in isofrequenza.

Nel campo radiofonico, in particolare in modulazione di frequenza, la situazione è ulteriormente aggravata dal fatto che la deviazione delle portanti nei picchi di modulazione supera normalmente i ± 75 kHz (bibl. 3).

L'effetto pratico sulla ricezione è che alle interferenze dirette da parte dei segnali troppo forti e troppo vicini che sovrappongono la propria informazione video e sonora a quella che si vorrebbe ricevere, si aggiunge il fenomeno della intermodulazione, ugualmente disturbante, che si crea nei primi stadi dei ricevitori e degli amplificatori d'antenna, che lavorano ormai in condizione permanente di non linearità per la presenza, anche qui, di segnali troppo intensi e troppo numerosi.

A titolo di esempio si riporta in figura 5 l'occupazione spettrale con i prodotti di intermodulazione più significativi di un segnale televisivo a colori (Pv: portante video; Pa: portante audio; Psc: sottoportante di colore) ricevuto con non linearità del 2° e del 3° ordine del tipo:

$$Vu = k_1\, Ve + k_2\, Ve^2 + k_3\, Ve^3$$

in cui Vu è il segnale uscente e Ve il segnale entrante.

Le linee verticali tratteggiate sono i prodotti spuri, la loro ampiezza è proporzionale al livello della portante video Pv.

Com'è facile rendersi conto, quest'effetto moltiplicato per la presenza contemporanea del contenuto energetico dei segnali modulanti intorno alle portanti e sottoportanti, crea un numero elevatissimo di bande laterali, ognuna con effetto disturbante commisurato alla sua ampiezza.

Ciò crea di fatto una presenza spettrale senza soluzione di continuità, per cui non è azzardato affermare che

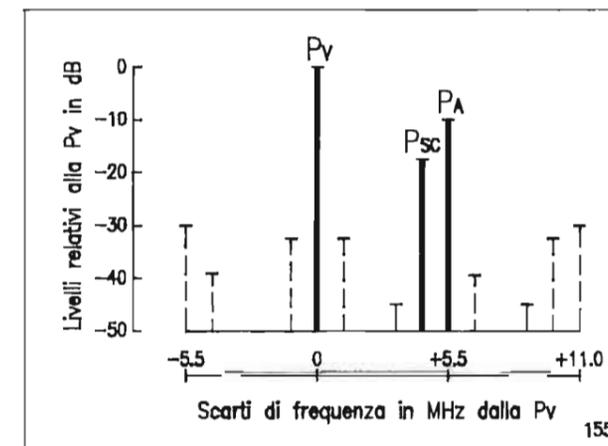



Fig. 5 — Frequenze spurie più significative prodotte da un segnale televisivo a colori (PV, PA, PSC) ricevuto e/o amplificato da stadi con distorsioni del 2° e del 3° ordine.

la figura di rumore fittizia dei ricevitori è peggiorata almeno di 6 dB.

Il prezzo che si paga è che le potenze irradiate devono essere almeno quattro volte superiori a quelle necessarie e che ciò nonostante, in certe situazioni, non sono ancora sufficienti a garantire qualità almeno discrete dei segnali ricevuti.

Ciò accade con qualunque segnale ed in particolare con i nuovi servizi: il Televideo, il Radiodata, l'audio TV stereo ed anche con la non più giovane stereofonia radio MF.

Questi servizi utilizzano infatti informazioni intrinsecamente più sensibili ai segnali interferenti in quanto la banda trasmessa del segnale modulante in genere è più larga e sono più severi i parametri di trasmissione e di ricezione.

4. Mezzi e sistemi di misura

Con la complessità, cui si è accennato, dell'occupazione dello spettro, non si può più sperare che «comunque» le cose vadano avanti ugualmente. In molti casi il livello di guardia è stato raggiunto e per questo diventano sempre più necessarie le misure radioelettriche basate su criteri scientifici per controllare la condivisione dei canali e delle frequenze utilizzate; per verificare l'idoneità dei livelli dei campi elettromagnetici e la qualità di ricezione presso gli utilizzatori, ed infine per difendere i propri servizi e, se è il caso, ricorrere ad aggiustamenti tecnici concordati.

Per questo devono essere impiegati mezzi attrezzati con strumenti e sistemi adeguati, che consentano di approfondire situazioni e meccanismi interferenziali, anche complessi, con procedure di misura che rispondano al dettato delle norme internazionali suggerite dal CCIR e diano quindi risultati univoci nel tempo e fra operatori diversi.

In questo contesto, la Federal Trade ha realizzato per la propria attività e per il mercato esterno due tipi di automezzi attrezzati con sistemi di misura, volti essenzialmente al controllo ed alle misure da "fermo" per i servizi di radiodiffusione circolare (figure 6 e 7) ed alle misure in «movimento» per i servizi radiomobili di crescente interesse pubblico e privato.

5. Misure con automezzo fermo

Il primo tipo di automezzo è dotato di alimentazione autonoma a 220 Vca; palo telescopico per il sollevamento elettromeccanico fino a 10 m o a 20 m dal suolo di carichi di punta di 15 kg. a seconda del tipo di automezzo utilizzato; sistema di rotazione azimutale e cambio di polarizzazione delle antenne riceventi yagi.

La movimentazione delle antenne è fatta e controllata dall'interno del mezzo con sistemi digitali. I segnali captati dall'antenna sono distribuiti ai vari strumenti con cavi coassiali a bassa perdita per misure fino a 18 GHz.

I furgoni con palo da 20 m sono inoltre dotati di un sistema di stabilizzazione e verticalizzazione del palo telescopico con pistoni idraulici, atti a compensare pendenze del suolo fino a $\pm 10°$.

Fig. 6 — Automezzo Fiat Fiorino tipo furgone attrezzato per le misure radioelettriche e per il controllo video-audio sui segnali emessi. Il palo telescopico raggiunge un'altezza di 10 m (12 m a richiesta).

Fig. 7 — Furgone Fiat Iveco tipo Daily attrezzato con palo telescopico che raggiunge un'altezza massima di 20 m.

OCCUPAZIONE DELLO SPETTRO RADIOELETTRICO E SISTEMI DI MISURA

Fig. 8 — Attrezzature e strumentazione interne al Fiat Fiorino.

Il fatto di disporre di pali telescopici a sollevamento progressivo delle antenne riceventi è di fondamentale importanza per conoscere il vero valore dell'intensità di campo e.m. presente nel punto di misura. Come noto ciò deriva dal fatto che i valori misurati, tranne in casi rarissimi, sono la somma vettoriale del segnale diretto e di uno o più segnali riflessi dal suolo o da manufatti circostanti, che giungono con fase relativa diversa all'antenna ricevente, per quote diverse dell'antenna ricevente stessa.

Durante l'elevazione del palo il valore finale di campo e.m. corretto è pertanto la media aritmetica di un pari numero dei valori massimi e minimi che si misurano quando il segnale diretto e quello riflesso sono rispettivamente in fase e controfase al variare dell'altezza dell'antenna ricevente. A seconda dell'ampiezza del segnale riflesso la variabilità può essere di oltre 20 dB.

Fig. 9 — Attrezzature e strumentazione interne al Fiat Iveco Daily.

Proseguendo nella descrizione del mezzo attrezzato, nelle figure 8 e 9 sono visibili gli interni degli automezzi con la strumentazione che viene impiegata e che può variare a seconda delle misure che si vogliono fare.

La strumentazione base prevede comunque un analizzatore di spettro con plotter, una stampante grafica, un'unità elettronica con linea seriale RS232 per la movimentazione del palo telescopico ed un personal computer IBM o tipo compatibile con sistema operativo MS-DOS.

Il personal computer presiede alla gestione di tutto il complesso di misura e comunica con l'operatore tramite video e tastiera e colloquia con l'analizzatore di spettro con la connessione GP-IB, con il palo telescopico attraverso l'unità di controllo e la linea seriale RS232 e con la stampante a mezzo della connessione parallela standard. L'indicazione di quota e azimut viene acquisita dal PC tramite convertitore A/D attraverso l'unità di controllo come indicato in figura 10.

La procedura prevede tre attività principali selezionate attraverso un menù generale e via via sviluppate con menù secondari e funzioni disponibili.

Esse riguardano:
— le misure e il rilevamento dei dati
— la gestione dei dati
— la stampa dei dati

5.1 EFFETTUAZIONE DELLE MISURE

Si procede prima alla programmazione dell'analizzatore di spettro: posizione di centro frequenza sul display; indicazione delle frequenze limite per l'esplorazione dello spettro; dettaglio dell'esplorazione con scelta della larghezza di banda dei filtri; memorizzazione del guadagno delle antenne utilizzate rispetto il dipolo $\lambda/2$ e memorizzazione dell'attenuazione del sistema di distribuzione a radiofrequenza; indicazione della frequenza e del livello del segnale misurato; tipo di indicazione (dBμV, dBμV/m, ecc.) e altre predisposizioni.

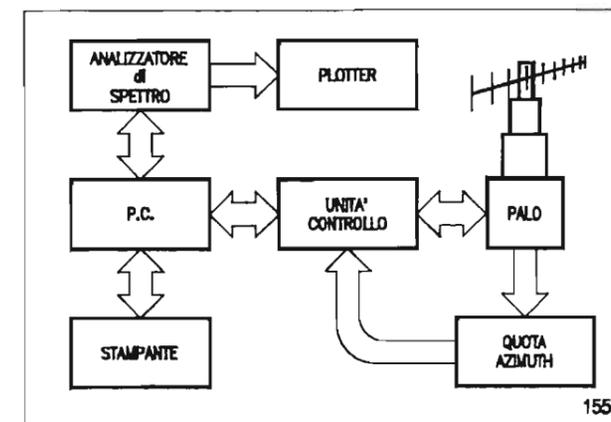



Fig. 10 — Principali apparecchiature dei mezzi attrezzati della Federal Trade per misure in punti prestabiliti e relative interconnessioni con il personal computer per la loro gestione automatica.

In sequenza si avvia la movimentazione del palo telescopico con l'impostazione della quota, dell'azimut e dei relativi incrementi in centimetri e gradi che s'intendono dare ad ogni acquisizione di campo e frequenza. Al riguardo vi è anche una funzione che riferisce automaticamente gli azimut delle misure al NORD geografico.

Nell'ambito del programma vi sono altre possibilità, quali la verifica della stratificazione dei segnali misurati con indicazione dei valori di campo e.m. alle varie quote, il calcolo del valore medio ricavato dalla media dei valori massimi e minimi misurati durante l'elongazione del palo telescopico.

5.2 Gestione degli archivi

Si riferisce in particolare alla possibilità di riportare automaticamente negli appositi «record» i dati misurati con l'analizzatore di spettro e di immettere con tastiera numerose altre informazioni. Questi tracciati possono contenere oltre ai risultati delle misure, anche dati geografici e gestionali dei centri abitati, comuni e provincie ove sono stati effetuati i controlli.

Il loro insieme costituisce il «file» misure e viene memorizzato su apposito floppy-disk.

Vi sono inoltre altri «file» con tracciati predisposti per contenere caratteristiche radioelettriche con ubicazione ed estensione delle aree di servizio di impianti di diffusione circolare.

5.3 Stampa

Con opportuna scelta dei record e dei criteri di selezione può essere stampato in modo parametrico il contenuto degli archivi di cui sopra.

Il trasferimento e la stampa in genere avviene su stampante EPSON da 80 caratteri per riga.

Nel sistema di misura è anche possibile trasferire direttamente su «plotter» la videata di singole misure, con dati e figure dello spettro che appare sullo schermo dell'analizzatore di spettro.

5.4 Strumenti di misura utilizzati

Parte determinante nell'assolvere ai problemi di precisione, dettaglio e discernimento tra segnali estremamente vicini e con livelli relativi anche notevolmente diversi, è affidata soprattutto agli analizzatori di spettro della ADVANTEST tipo 4136 e R 3261/3361 che fanno parte del complesso di misura accennato.

A parte la facilità dell'uso con «MENÙ» interattivi di facile interpretazione, essi consentono, tra le altre numerose possibilità, di effettuare misure di frequenza con 1 Hz di dettaglio e di selezionare segnali molto vicini con risoluzione di 30 Hz a -3 dB o di 200 Hz a -6 dB.

La dinamica di misura del livello da -130 dBm a $+25$ dBm e la gamma di frequenze da 0,5 kHz a 23 GHz, facilita l'esplorazione in situazioni spettrali impensate fino a pochi anni addietro ma che oggi, per quanto accennato, sono diventate necessarie.

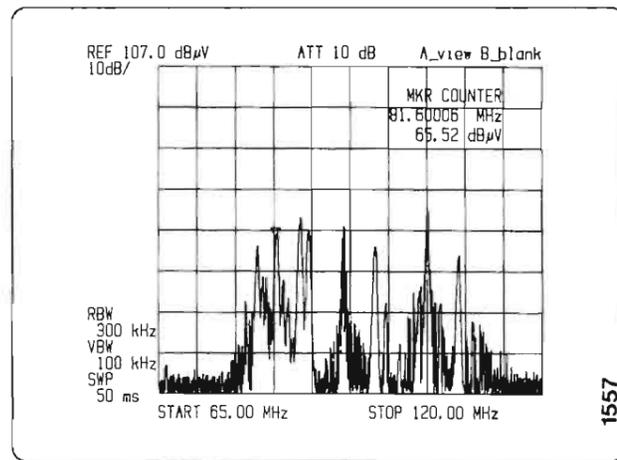



Fig. 11 — Esempio panoramico di ricezione.

Nelle figure 11 e 12 sono riportati due esempi di esplorazione dello spettro da $60 \div 120$ MHz e di misure di livello e frequenza su uno specifico segnale.

6. Misure con automezzo in movimento

Il secondo tipo di automezzo, come accennato, è utilizzato essenzialmente per il controllo dei servizi radiomobili, anche se per certi versi può essere ugualmente impiegato in molti altri tipi di indagine.

L'automezzo mantiene invariate alcune specificità basilari, quali il sistema di alimentazione autonoma, di distribuzione del segnale a radiofrequenza e le strutture interne per la sistemazione degli strumenti. Il sistema per la ricezione dei segnali è costituito da un'antenna a stilo (tarata) simile a quelle utilizzate per i radiomobili.

Questa soluzione, oltre a rispondere alla necessità di simulare la condizione di ricezione dell'utilizzatore in au-

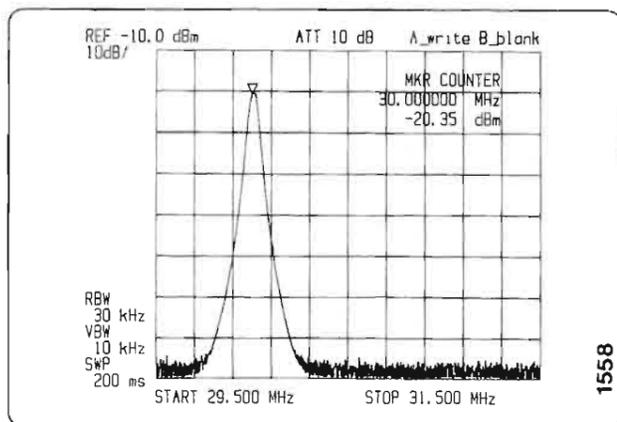



Fig. 12 — Esempio di misura con 1 Hz di risoluzione.

to, consente anche di effettuare misure in movimento a velocità moderatamente elevata.

L'originalità del sistema, unita all'agilità di impiego del mezzo, permettono di esplorare vaste aree di servizio su gamme e canali con il dettaglio spettrale richiesto dal servizio radiomobile (bibl. 4).

Il ricevitore utilizzato ha infatti una reiezione ≥ 50 dB per portanti che distano 12,5 kHz e ≥ 60 dB per portanti a 25 kHz; consente misure di segnali da $-10 \div 110$ dBV con errori di $\pm 0,5$ dB ed è sintonizzabile da 100 kHz a 1110 MHz con una precisione di 1 kHz sull'intera gamma.

Ha inoltre la possibilità di effettuare scansioni programmate di gamma a diversi livelli di soglia (squelch) e di introdurre fino a 40 parametri di misura su ogni frequenza (livello, frequenza, unità di misura, selettività, soglia di misura, ecc.).

È poco ingombrante e può funzionare con le batterie incorporate; il peso complessivo è di 5,5 Kg e fa parte del sistema di misura che comprende anche: il Personal computer IBM compatibile; la tavoletta grafica di tipo magnetico; il trasduttore di distanze da inserire sul mozzo di una ruota motrice; il multiplexer ed il plotter a 6 colori.

Le singole apparecchiature sono assemblate e interagiscono tra di loro come indicato in figura 13.

Fig. 13 — Principali apparecchiature dei mezzi attrezzati della Federal Trade per misure in movimento e relative interconnessioni con il personal computer per la loro gestione automatica.

6.1 Procedura di misura

La procedura di misura e stampa è gestita interamente dal PC con la sequenza del menù principale qui di seguito riportata:

— Calibrazione
— Registrazione della mappa
— Misura in movimento
— Tracciato del percorso
— Unione dei dati
— Rappresentazioni grafiche.

6.2 Calibrazione

Poiché il sistema acquisisce i valori di campo elettromagnetico ad ogni impulso di consenso che arriva dal trasduttore di distanza montato sul mozzo della ruota del veicolo, è importante conoscere quanti impulsi sono generati ad una distanza nota e se, nell'ambito di tale distanza, la somma delle distanze tra i vari punti corrisponde alla distanza totale percorsa dal veicolo.

Ciò è indispensabile per creare l'esatta corrispondenza tra la distanza percorsa dall'automezzo, come somma dei vari punti di misura, con la distanza tracciata sulla carta geografica in scala e memorizzata su apposito «file» con la tavoletta grafica.

6.3 Registrazione della mappa

In base al percorso che si vuole controllare, possono essere scelte carte geografiche con scala da $10000 \div 250000$ e devono essere, almeno per la parte che interessa, perfettamente sovrapponibili alla tavoletta grafica.

Come inizio di registrazione si sceglie un punto di origine «P», ove vengono memorizzate le relative coordinate e la scala della carta geografica scelta.

Per ulteriore precauzione viene scelto e memorizzato un secondo punto di riferimento posto ad una distanza nota dal punto di origine «P» per compensare eventuali errori di quadratura della carta e quindi di scala.

6.4 Misure in movimento

Scopo della misura è quello di raccogliere e ordinare in sequenza, punto dopo punto, i valori dell'intensità di campo elettromagnetico misurati per una determinata frequenza.

Le distanze tra i punti possono essere programmati da pochi centimetri a 999,9 metri. A questo proposito è in fase di preparazione un software che darà i valori continui di intensità di campo e.m. lungo tutto il tracciato.

Le frequenze con i relativi campi misurati possono essere anche 10, ciò va però a scapito della velocità dell'automezzo in quanto aumenta il tempo complessivo di acquisizione e di elaborazione per ogni punto programmato.

Quando il tracciato stradale si snoda lungo percorsi ondulati o si incontrano raccordi che girano in tondo ed

obbligano ad allungare il tragitto senza la corrispondente traslazione da un luogo all'altro, devono essere inseriti ulteriori punti di riferimento.

Per completezza di rilevamento possono essere inseriti dei punti sospetti «S» ogni qualvolta la lettura dell'intensità di campo non è verosimile in quanto avvenuta sotto gallerie o in punti anomali. Questi punti non entrano nella elaborazione finale, ma rappresentano solo delle situazioni da trascurare o rivedere.

Quando il tragitto è completato, il «file» dei dati viene trasferito su floppy-disk per le successive elaborazioni.

6.5 Tracciato del percorso

Con un tracciatore automatico a penna o tipo MOUSE, tenendo il pulsante pigiato durante il tempo della operazione, si ripercorre sulla carta geografica, partendo dall'origine «P», tutto il percorso fatto dall'automezzo.

Questa fase produce una numerosa serie di coordinate geografiche che giacciono sul percorso in argomento.

Il programma di gestione dei dati prevede controlli automatici di verifica che rivelano se il tracciato è adiagiato tutto sulla tavoletta magnetica oppure se le coordinate immesse sono coerenti con la zona in esame.

Il «file» che ne deriva viene copiato sul floppy-disk ove sono già stati copiati i dati delle misure in movimento.

6.6 Unione dei dati

Il programma unisce i dati del file misure con quelli del file del percorso e produce un terzo file per il plottaggio finale con l'attribuzione dei campi misurati in ogni punto con la distanza in scala programmata tra i punti stessi.

Questo file può essere usato come dati di ingresso al plotter oppure può essere trasferito su un altro computer per ulteriori elaborazioni. I tre file devono risiedere sullo stesso floppy-disk.

6.7 Rappresentazione grafica

È la fase finale di elaborazione del processo di rilevamento e presenta i dati in forma numerica e grafica.

Ci sono diverse possibili rappresentazioni: misura del livello di c.e.m. in μV sovrapposti al tracciato percorso dal mezzo attrezzato (vedere figure 14-15); grafico in coordinate cartesiane avente in ordinate le variazioni in dBμV dell'intensità di campo ed in ascisse le distanze (in Km) dal punto d'origine «P» al punto in cui sono terminate le misure (vedere figura 16).

La figura 17 rappresenta invece il grafico in coordinate cartesiane con le percentuali del livello in dBμV supe-

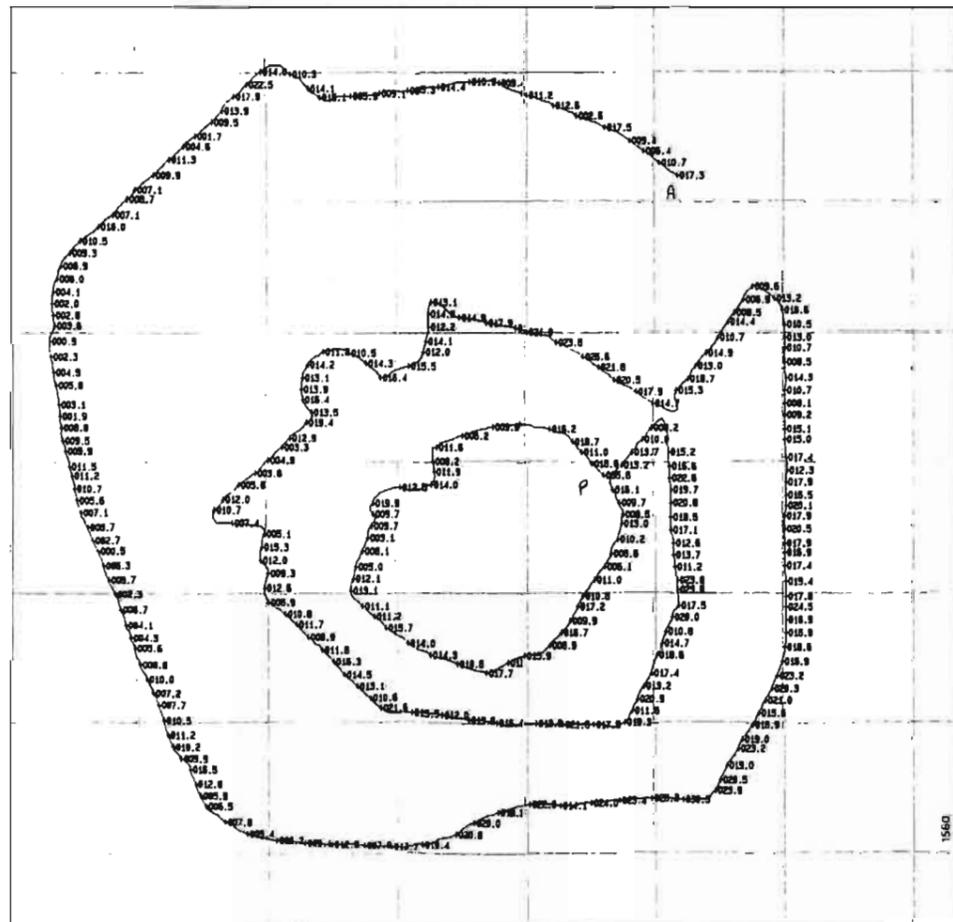



Fig. 14 — Rappresentazione grafica del percorso in scala dell'automezzo con scrittura dei valori in dBμV misurati lungo il percorso stesso.

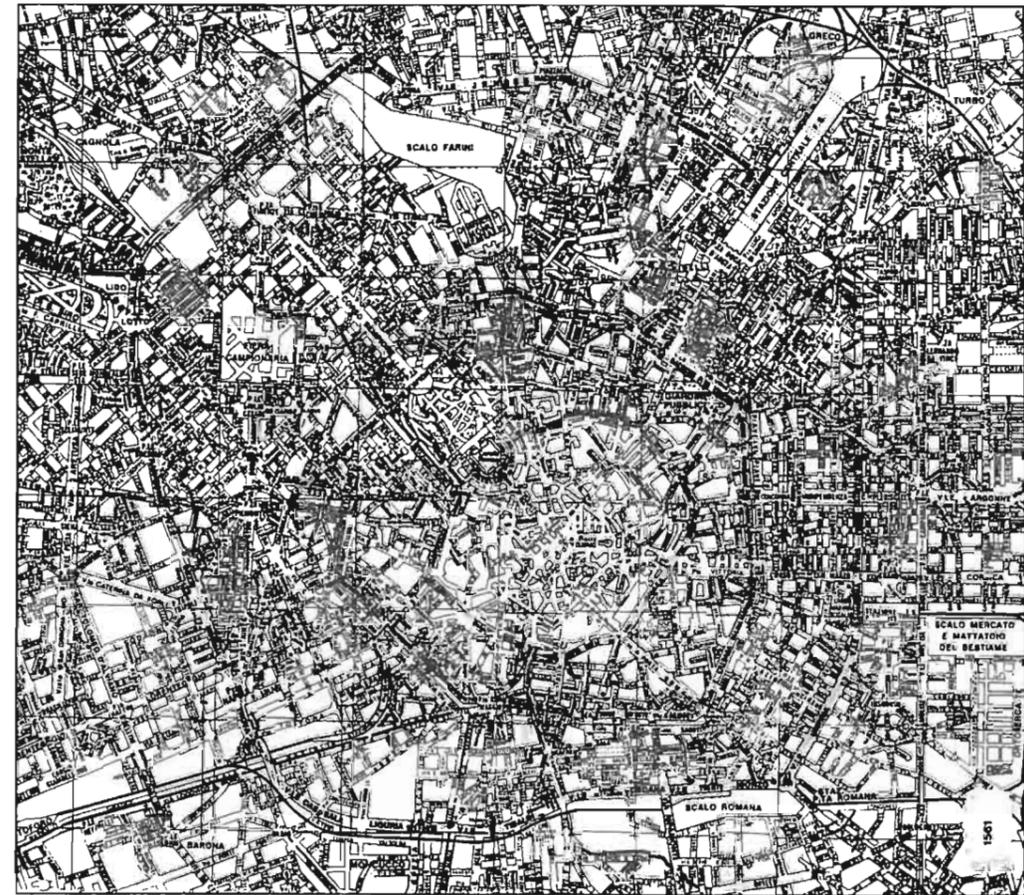



Fig. 15 — Carta topografica che è stata sovrapposta alla tavola magnetica per la memorizzazione del percorso di cui alla Fig. 14.

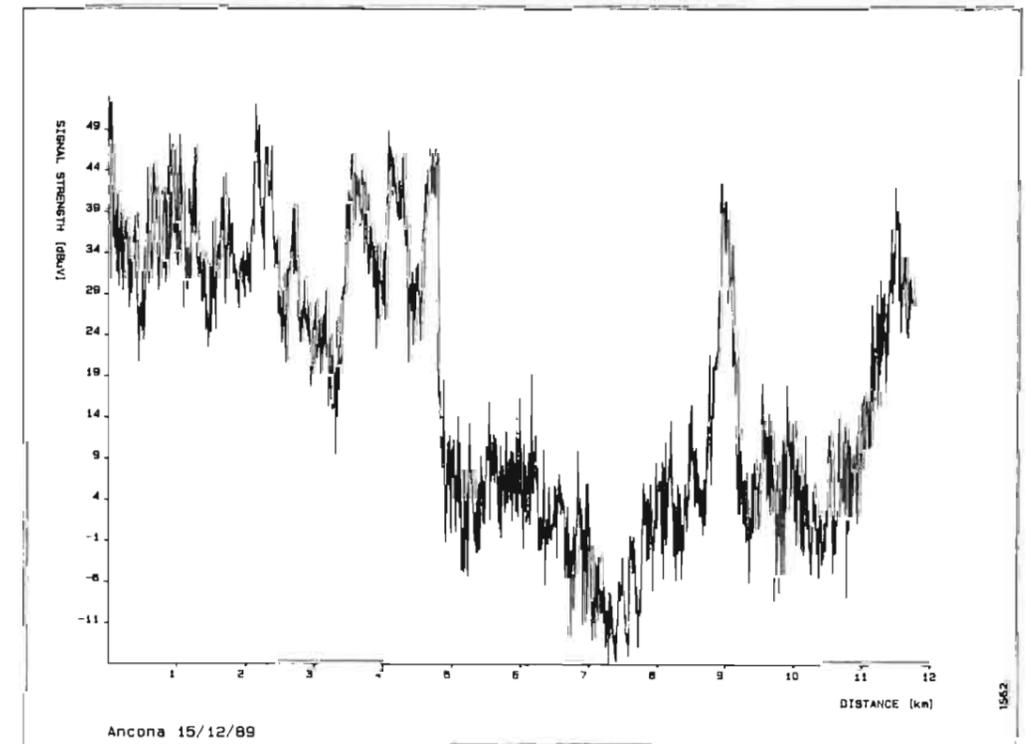



Fig. 16 — Andamento dei valori di c.e.m. in DBμV rilevati lungo il percorso in km effettuato dall'automezzo.

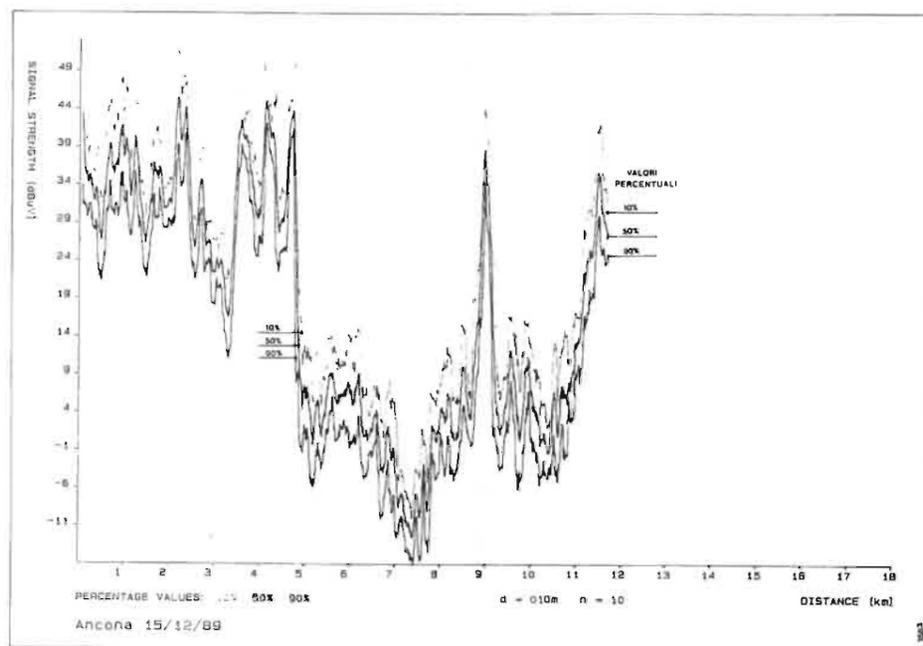



Fig. 17 — Andamento dei valori di campo e.m. in dBμV superati per il 10%, il 50% ed il 90% del percorso in km effettuato dall'automezzo.

rato per il 10%, il 50% e il 90% lungo il percorso in esame indicato in Km.

Nel grafico è indicato anche il titolo del percorso, le distanze «d» tra un punto e l'altro e il numero «n» dei punti considerati.

7. Conclusioni

La situazione di grande sovraffollamento dello spettro radioelettrico causato dalla mancanza di qualsiasi regolamentazione, a fronte della precisa normativa internazionale, rende sempre più necessario l'impiego di valide attrezzature per la misura del c.e.m. nelle più svariate situazioni interferenziali e di ricezione in generale.

Nell'articolo si descrive l'esempio delle attrezzature Federal Trade idonee per misure con automezzo fermo ed in movimento.

(3892)

BIBLIOGRAFIA

1. - CCIR, *Raccomandazione 412*, Volume X: Rapporto di protezione in radiofrequenza per la radiodiffusione in onde metriche (banda 8) per le frequenze da 87,5 ÷ 108 MHz per Δ f massima di 75 kHz.
2. - CCIR, *Raccomandazione 655*, Volume XI, Parte 1: Rapporti di protezione in radiofrequenza per sistemi televisivi a modulazione d'ampiezza in banda vestigiale.
3. - A. Rossi: *Metodo di misura della profondità di modulazione dei trasmettitori radiofonici a MF*, «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 3, 1988.
4. - T. Beddoes: *Roaming in the PAN-EUROPEAN cellular system*, «Telecommunications», settembre 1988.

LA TELEMATICA RADIODIFFUSA

M. COMINETTI, A. MORELLO*

SOMMARIO — L'attuale evoluzione delle tecniche numeriche nei sistemi di diffusione televisiva e sonora, sia sui canali terrestri che da satellite, permetterà di ottenere un miglioramento significativo della qualità del segnale radiotelevisivo ed introdurre nuovi servizi avanzati di telematica diffusiva. Alcuni di questi sistemi (per esempio il RADIODATA) sono orientati a facilitare la ricezione di programmi radio in MF ed introdurre nuove applicazioni sia nella ricezione in automobile che domestica, altri (per esempio il Televideo) ad offrire al pubblico nuove informazioni, oppure (per esempio il Telesoftware, il Datavideo) a distribuire via etere programmi e dati per Personal Computer.
Mentre i servizi di diffusione dati sui canali terrestri generalmente presentano limitazioni dovute alla ridotta capacità di trasmissione, la diffusione diretta da satellite (DBS) nella banda del 12 GHz consentirà l'introduzione di servizi avanzati di diffusione dati, con elevata capacità trasmissiva, con qualità di ricezione migliorata e con ridotto tempo di accesso.

SUMMARY — **Data broadcasting services.** *- The present evolution of digital techniques affects the future of television and sound broadcasting systems, on both terrestrial and satellite channels, allowing, to achieve significant signal quality improvement and to introduce advanced data broadcasting services. Some of these (e.g. the Radio Data Systems) are oriented to facilitate the reception of EM radio programmes and to introduce new features, others (e.g. enhanced Teletext) to give new information for the public, or (e.g. Telesoftware, Datacast) to convey digital information for Personal Computers.*
While terrestrial data broadcasting services usually suffer from constraints due to the limited trasmission capacity, the introduction of direct satellite broadcasting (DBS) in the 12 GHz band will allow the introduction of advanced data broadcasting services, whit high transmission capacity, improved reception quality and low access time.

1. Introduzione

L'affermazione delle tecniche numeriche nell'elaborazione e nella trasmissione dei segnali e l'impulso innovativo determinato dall'introduzione dei satelliti per la diffusione diretta nella banda dei 12 GHz portano a nuovi standard di diffusione dei segnali radiotelevisivi. Per quanto riguarda l'audio, tali standard adottano tecniche totalmente numeriche sia per la trasmissione che per l'elaborazione dei segnali ed offrono all'utente una qualità paragonabile a quella del «compact disc». Per quanto riguarda il video, si sono definiti standard che prevedono la trasmissione con tecniche classiche di modulazione di frequenza sui canali da satellite nella banda dei 12 GHz (o modulazione di ampiezza in banda vestigiale per le reti in cavo), ma che richiedono l'elaborazione numerica del segnale nel ricevitore per ottenere una migliore qualità dell'immagine (es. MAC) o addirittura per riprodurre segnali video ad alta definizione (es. HD-MAC). Per la diffusione all'utente con tecniche di modulazione numerica di segnali video ad alta definizione (HDTV) e qualità paragonabile ai segnali di studio si dovrà attendere probabilmente l'assegnazione di una nuova banda di frequenza, nella gamma 12,7-23 GHz, con canalizzazione più larga di quella della WARC '77 a causa delle elevate velocità di trasmissione (bit rate) in gioco.

L'uso di componenti numerici ad elevata integrazione (VLSI) nei ricevitori, oltre a migliorare l'affidabilità e il rapporto prezzo/prestazioni, consente l'introduzione di molteplici «*servizi addizionali*» telematici che si affiancano ai servizi radiotelevisivi. Alcuni di questi servizi, sfruttando la flessifibilità di impiego dei nuovi ricevitori, forniscono nuovi mezzi per la diffusione di informazioni e notizie all'utente, altri permettono la trasmissione di dati e programmi verso i personal computer domestici e i loro archivi elettronici. Il ricevitore radiotelevisivo tende così ad assumere un ruolo centrale in un ambiente domestico multimediale dotato di un'ampia gamma di apparati elettronici per la riproduzione e registrazione di suoni e immagini, l'archiviazione di informazioni e l'elaborazione dei dati.

In questo scenario in rapida evoluzione, l'esigenza di coordinamento e normalizzazione nei sistemi e nei servizi di radiodiffusione, di base e addizionali, assume un carattere predominante. Questa esigenza è particolarmente importante per l'Europa, dove la diffusione diretta da satellite creerà fra breve un'utenza sovranazionale.

L'attività di normalizzazione dei sistemi e servizi è coordinata in sede internazionale dal CCIR (Comitato Consultivo Internazionale di Radiocomunicazioni), in sede europea dall'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) con la partecipazione della RAI, per quanto riguarda il nostro paese.

La Tabella 1 riporta i principali servizi addizionali nei canali diffusi (radiofonici e televisivi) finora identifica-

(*) Dr. Mario Cominetti, Ing. Alberto Morello del Centro Ricerche RAI (Torino).
Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 2 ottobre 1989.

ti dal CCIR (Gruppo Interinale JIWP10-11/5), taluni già soggetti a precise normative.

TABELLA 1

SERVIZI ADDIZIONALI NEI CANALI RADIOTELEVISIVI
Teletext convenzionale + Audio e Musica
Sottotitolatura Multilingue
Telesoftware e Radiosoftware
Identificazione di rete e programma (es. RDS)
Servizi dati indipendenti

2. I servizi talematici

2.1. TELETEXT

Il «*Teletext*» (bibl. 1) è senza dubbio il servizio addizionale televisivo più importante; adottato in tutti i paesi dell'Europa occidentale, esso presenta interessanti prospettive di sviluppo, specialmente sui futuri canali diffusivi da satellite. Attualmente si sfrutta il periodo della cancellazione di quadro, non occupato dal segnale televisivo, per trasmettere il segnale numerico codificato ad elevata velocità istantanea (6,74 Mbit/s). Tale segnale viene quindi decodificato e visualizzato sullo schermo sotto forma di testo scritto e grafici, e permette di fornire un servizio informativo rivolto al grande pubblico.

Sul piano della normativa, interessi diversi (non solo tecnici) hanno impedito di pervenire ad uno standard unico mondiale, analogamente a quanto era avvenuto con la televisione a colori. Esistono infatti nel mondo quattro sistemi di Teletext: il sistema inglese, il francese, il nordamericano ed il giapponese.

I sistemi inglese e francese sono nati a metà degli anni '70 essenzialmente per fornire un canale informativo addizionale in televisione, permettendo la visualizzazione sul teleschermo di un testo scritto e di grafici a bassa risoluzione (modo alfa-mosaico). In Europa si è definitivamente affermato il sistema inglese, grazie soprattutto alla disponibilità di decodificatori economici, alla sua semplicità e robustezza in presenza di errori di ricezione ed alle possibilità evolutive che si sono progressivamente delineate. Il sistema francese è rimasto confinato alla parte francofona del Belgio ed ovviamente alla Francia. Sulla spinta evolutiva dei sistemi nordamericano e giapponese, concettualmente più avanzati, il sistema inglese è stato successivamente «potenziato» per migliorarne le capacità grafiche (livelli alfa-geometrico e alfa-fotografico).

Attualmente, i servizi Teletext europei, come il Ceefax (BBC), l'Oracle (UKIBA) ed il Televideo (RAI), sono essenzialmente rivolti alla grande utenza come servizi «informativi» addizionali e, come tali, non richiedono ancora di sfruttare le notevoli possibilità di rappresentazione grafica del sistema, ma puntano soprattutto all'ottimizzazione delle caratteristiche informative del servizio, ai contenuti e alla tempestività delle notizie. D'altra parte, la capacità trasmissiva del Televideo attuale (determinata dall'utilizzazione di sole otto righe nella cancellazione di quadro del segnale video, corrispondenti a circa 16 pagine Televideo trasmesse al secondo, non consente di utilizzare i livelli di presentazione grafica più avanzati, geometrico e fotografico disponibili nel sistema, senza aumentare sensibilmente il tempo di attesa per visualizzare la pagina selezionata.

Per ridurre il tempo di attesa l'industria ha recentemente introdotto sul mercato ricevitori Televideo "multipagina". Tali ricevitori possono memorizzare fino a otto pagine o, in alternativa, quattro pagine fra loro collegate (ad es. pagine multiple). Ulteriori e significativi progressi saranno possibili nei televisori della nuova generazione equipaggiati con memoria di quadro video che potranno memorizzare tutte le pagine del Teletext video, riducendo a zero il tempo di attesa.

Una apparecchiatura particolare, sviluppata dal *Centro Ricerche* RAI, permette ai non-vedenti di «leggere» le pagine Televideo su un codificatore Braille elettronico (bibl. 2) interconnesso con il televisore domestico.

Una applicazione particolare del Teletext è la trasmissione di «Sottotitoli», anche multilingue, che possono essere visualizzati congiuntamente all'immagine televisiva su comando dell'utente. In Italia vengono trasmessi molti film con sottotitolatura per non udenti, tramite Teletext, e sono in corso studi per l'introduzione dei sottotitoli anche nei programmi in diretta (per esempio i telegiornali).

2.2 TELESOFTWARE

Molto interessante è un altro servizio di telematica diffusiva, già operativo in vari paesi europei, chiamato «*Telesoftware*», che consiste nella trasmissione, con la stessa tecnica del Televideo, di programmi e dati per personal computer. Il calcolatore domestico viene collegato al ricevitore televisivo mediante un apposito programma di ricezione. Il Telesoftware, è nato in Inghilterra, dove la BBC effettua regolari trasmissioni per il BBC-microcomputer. In Italia, il *Centro Ricerche* della RAI ha definito le caratteristiche tecniche del Telesoftware (protocollo e adattatore d'utente), in collaborazione con l'Olivetti. Nella primavera del 1988 è stato effettuato un esperimento di trasmissione di software didattico, in collaborazione con il Ministero della Pubblica Istruzione e la Seleco, che ha fornito i televisori appositamente attrezzati per ricevere il nuovo servizio. Il Telesoftware RAI è entrato nella fase operativa nel corso del 1989.

2.3 SERVIZI DATI

La notevole flessibilità applicativa del Teletext inglese consente l'introduzione compatibile di *servizi dati indipendenti*, indirizzati particolarmente all'utenza affari e professionale. Nella maggioranza dei casi questi servizi sono a pagamento e prevedono tecniche di criptografia per proteggere l'informazione da utenti non abilitati. Lo spunto iniziale è nato in Gran Bretagna da parte della BBC con un sistema denominato «Datacast». Servizi analoghi sono operativi in Francia, sulle reti della TDF, impiegando il sistema di diffusione dati a pacchetti denominato DIDON (Diffusion de donnees) e in Italia sulle reti RAI, in collaborazione con la società Ced-Borsa di Milano e l'Agip. Il grande interesse per questi servizi lascia prevedere una rapida espansione anche in altri paesi europei.

Recentemente l'UER ha normalizzato un sistema di stereofonia numerica, nelle trasmissioni televisive terrestri in PAL, detto «*Nicam 728*» (bibl. 3), che permette di trasmettere su una sottoportante addizionale due canali audio ad elevata qualità da 364 kbit/s. La norma prevede che uno o entrambi i canali audio possano essere utilizzati per trasmettere dati ad elevata capacità, offrendo così interessanti prospettive per servizi di telematica diffusiva. Il NICAM 728 è attualmente impiegato in Gran Bretagna e nei Paesi nordici.

2.4 RADIOSOFTWARE

La diffusione di software via etere è effettuata in vari paesi europei da alcuni anni utilizzando anche i canali radiofonici a modulazione di frequenza e trasmettendo il segnale dati in banda fonica, in alternativa al segnale audio di programma. Il *Centro Ricerche* della RAI ha sviluppato e proposto in ambito internazionale un sistema di concezione avanzata, denominato «*Radiosoftware*» (bibl. 4 e Fig. 1). Tale sistema si basa su un protocollo di trasmissione a pacchetti alla velocità di 4800 bit/s ed utilizza, in ricezione, un'interfaccia hardware molto economica per il trasferimento dei dati dalla radio al calcolatore d'utente tramite porta seriale RS-232 sotto il controllo di un software di gestione del protocollo, appositamente sviluppato. La stessa interfaccia può essere utilizzata per differenti famiglie di calcolatori; a seconda del calcolatore utilizzato cambia solo il software che gestisce il protocollo unificato. Nel secondo semestre del 1989 la terza rete radiofonica della RAI ha effettuato trasmissioni basate sul sistema operativo MS-DOS. Un nuovo ciclo di trasmissioni è previsto per l'inizio del 1990. Si tratterà prevalentemente di software applicativo sia di tipo gestionale, sia di natura didattica e culturale. Per accedere al servizio sarà sufficiente acquistare l'apposito sistema di ricezione, attualmente in fase di commercializzazione. Lo stesso sistema può essere utilizzato sul secondo canale dello stereo televisivo, confinando il segnale audio vero e proprio al primo canale monofonico (bibl. 5). In questo modo è possibile ad esempio creare trasmissioni didattiche con l'invio di programmi o grafici ai personal computer dei telespettatori, oppure trasmettere dati a gruppi di utenti per uso professionale. Il Radiosoftware può anche essere trasmesso su una *sottoportante* aggiuntiva dell'audio stereofonico televisivo, permettendo la trasmissione continua di dati a 4800 bit/s senza interrompere o disturbare i segnali stereofonici. Questo sistema, ideato e sviluppato al *Centro Ricerche* RAI, inserisce una sottoportante oltre la banda base del primo canale audio televisivo, alla frequenza di 54,68 kHz: il segnale così ottenuto è inviato al modulatore MF dell'audio stereo. In ricezione è necessario disporre di un ricevitore professionale apposito.

2.5 RADIODATA

Con l'occupazione massiccia delle frequenze nelle bande di radiodiffusione nasce l'esigenza di facilitare l'accesso per l'utente alla rete o al programma desiderato. Questa esigenza è particolarmente sentita in Italia nel caso dei programmi radiofonici in modulazione di frequenza. La soluzione tecnica adottata consiste nell'introdurre opportune informazione addizionali ai segnali irradiati per «identificare la rete e/o il programma». Un importante passo avanti, sul piano della normativa, è stato fatto dall'UER con la definizione del «*Radiodata*» (bibl. 6), per impiego sui canali radiofonici a modulazione di frequenza. Tale sistema si basa sull'aggiunta al segnale audio stereofonico di una sottoportante a 57 kHz per trasmettere informazioni codificate di vario tipo alla velocità di 1200 bit/s. Il principale scopo del Radiodata (bibl. 7, 8 e 9) è di identificare la rete, visualizzandone la sigla (es. RAI MF 1, RAI MF 2, RAI MF 3) su un piccolo display incorporato nel ricevitore. Il Radiodata inoltre, grazie ad opportuni codici di controllo, facilita notevolmente l'ascolto in au-

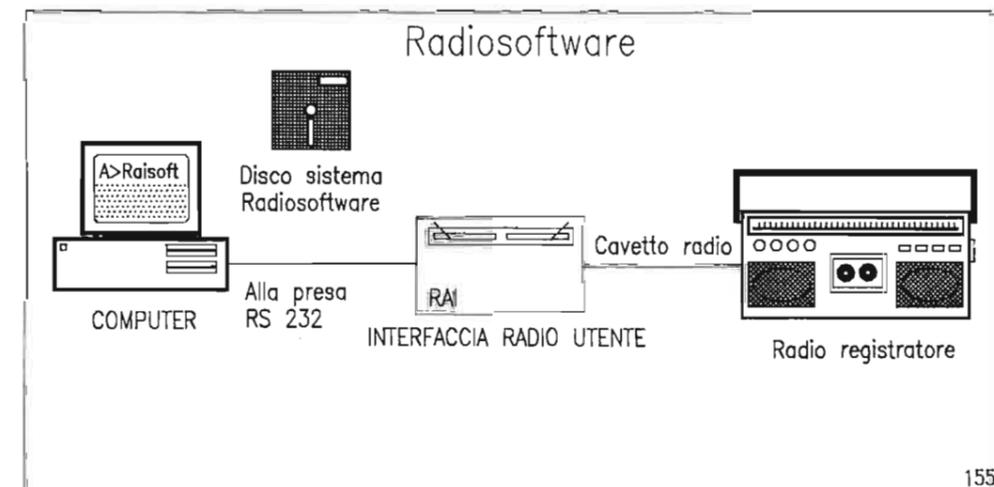



Fig. 1 — Schema di ricezione del Radiosoftware.

tomobile mantenendo l'autoradio continuamente sintonizzata durante il viaggio sul programma preselezionato commutando automaticamente sulle «frequenze alternative» che irradiano lo stesso programma. Sarà anche possibile l'ascolto tempestivo dei comunicati sul traffico «Onda Verde», anche se l'automobilista sta in quel momento ascoltando la cassetta registrata, grazie ad un opportuno codice che comanda automaticamente la commutazione nel ricevitore.

Il Radiodata consente inoltre altre interessanti applicazioni, come ad esempio trasmettere informazioni a commento del programma in onda, e visualizzarle su un display associato al ricevitore, comandare l'avvio e l'arresto automatico del radioregistratore su programmi preselezionati, trasmettere software per calcolatori domestici, mantenere fissa sul diplay una informazione particolarmente importante (servizi di emergenza).

Queste possibilità produrranno una nuova generazione di ricevitori radiofonici che saranno non solo da ascoltare, ma anche da leggere. La fase sperimentale del servizio Radiodata della RAI è iniziata in Italia nel 1986, con trasmissioni continue sulla prima rete FM dai trasmettitori di Roma, Torino e Monte Penice. L'introduzione del servizio regolare sulle reti MF si è avviata gradualmente. Attualmente vengono irradiate soltanto informazioni fisse inserite direttamente al trasmettitore (ad es. identificazione di rete radiofonica, frequenze alternative, identificazione comunicati Onda Verde). In una prospettiva a più lungo termine, si passerà progressivamente alla diffusione delle informazioni che richiedono aggiornamenti continui e che provengono dai centri di generazione del programma.

3. I servizi telematici nella diffusione via satellite

La diffusione diretta da satellite nella banda dei 12 GHz, recentemente iniziata in Europa con il lancio dei satelliti TDF-1 (francese) TV SAT2 (tedesco) e Olympus (dell'ESA, con un canale RAI), potrà offrire notevoli possibilità di sviluppo per i servizi addizionali e telematici grazie alla qualità del segnale ricevuto e alla elevata capacità trasmissiva del canale da satellite.

Nel campo degli standard per i nuovi servizi televisivi da satellite è attualmente in corso un processo evolutivo che partendo dal PAL passa al MAC, il sistema televisivo a qualità migliorata definito dall'UER, e tende in prospettiva all'alta definizione (HD-MAC), cioè ad un sistema di qualità decisamente superiore con numero di righe e risoluzione orizzontale dell'immagine doppi rispetto al PAL e al MAC.

Nel caso del *MAC*, il segnale audio è trasmesso in forma numerica utilizzando un multiplex a pacchetti, inserito nella cancellazione di riga, che, a seconda del sistema adottato (C-D o D2), rende disponibili rispettivamente otto oppure quattro canali audio monofonici di qualità. La capacità trasmissiva se non utilizzata dai canali audio è disponibile per la trasmissione di servizi dati addizionali. Sussiste inoltre la possibilità, escludendo il segnale video, di utilizzarne la capacità per la trasmissione «a pieno canale» di audio/dati (servizi di radiofonia numerici e/o telematici).

Nel sistema MAC (bibl. 10) si hanno due possibilità per trasmettere il *Teletext*: nella «cancellazione di quadro» e nel «multiplex a pacchetti», assegnando uno o più canali audio ai servizi dati. In quest'ultimo caso la capacità trasmissiva (per ogni canale audio) è più che doppia rispetto a quella degli attuali servizi Teletext delle reti terrestri.

In figura 2 è riportata la struttura di un pacchetto MAC utilizzato per il trasporto di due righe di teletext da 45 byte.

In Tabella 2 la capacità del teletext terrestre è confrontata con quella del teletext nel multiplex a pacchetti del C e D-MAC (nell'ipotesi di includere anche le pagine trasmesse in 16 righe della cancellazione di quadro del MAC) e si evidenzia la forte superiorità del sistema da satellite, che consentirà quindi di ridurre i tempi di attesa, di estendere il numero di pagine in trasmissione e di introdurre una qualità grafica superiore. Nel caso del D2-MAC la capacità trasmissiva è la metà di quella del C e del D-MAC.

Con l'utilizzazione del satellite si otterrà un aumento di capacità anche per i Servizi dati indipendenti.

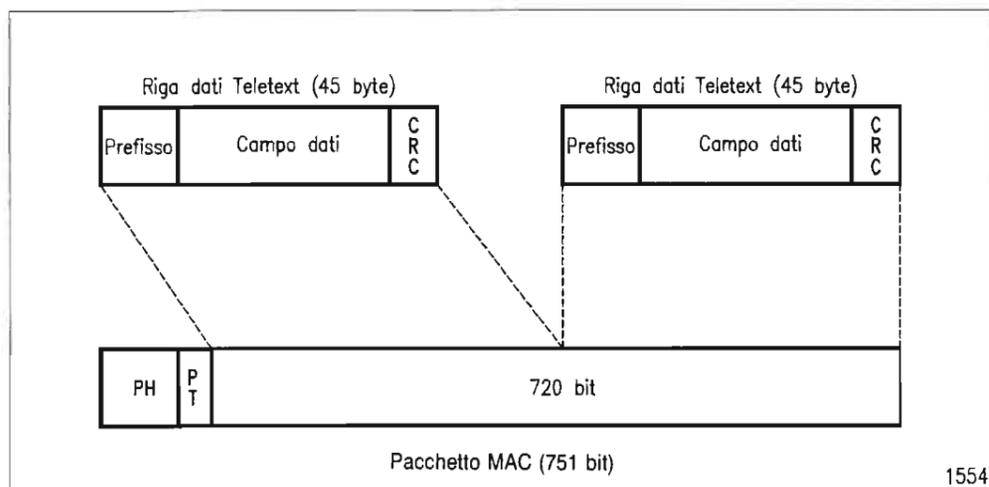



Fig. 2 — Trasmissione del Teletext nel multiplex a pacchetti del MAC: in un pacchetto vengono trasportate due righe di Teletext da 45 caratteri, protetti da un codice di rivelazione d'errore (CRC).
PH = Intestazione del pacchetto MAC.
PT = Tipo del pacchetto.

TABELLA 2

CAPACITÀ TRASMISSIVA DEI SISTEMI TELETEXT

Sistema	Modo	Capacità relativa al Teletext attuale (circa 16 pagine/s)
PAL	8 righe	1
	26 righe	2
	Pieno canale	37,5
C/D-MAC	7 c. audio + 1 c. dati	4,6
	2 c. audio + 6 c. dati	18
	Pieno canale	125

La diffusione diretta da satellite stimolerà l'utilizzazione, nei futuri servizi televisivi, della «*sottotitolatura multilingue*», trasmessa con la codica del Teletext, come possibilità alternativa all'audio multilingue.

Per quanto riguarda i *servizi di trasmissione di dati indipendenti* (es. Telecoftware, Datacast, servizi per gruppi chiusi di utenti) il multiplex a pacchetti del MAC offre una grande flessibilità di impiego, permettendo un'ampia gamma di velocità di trasmissione (con un massimo di circa 20 e 10 Mbit/s rispettivamente per i sistemi C-D e D2 nella trasmissione «a pieno canale»), possibilità di indirizzamento degli utenti, codifica per la rivelazione e correzione degli errori di trasmissione, criptografia per proteggere la segretezza delle informazioni. Il sistema ricevente da satellite è costituito dall'unità esterna, dal ricevitore MAC, da una interfaccia appositamente progettata per memorizzare i dati trasmessi ad alta velocità e selezionare il canale richiesto dall'utente e da un personal computer, dotato di hard disk per la memorizzazione finale dei dati ricevuti (Fig. 3).

Analoghe possibilità per servizi telematici da satellite saranno offerte dai futuri sistemi televisivi ad alta definizione, quali l'HD-MAC, che utilizza lo stesso multiplex numerico audio-dati del MAC. Non sarà invece più disponibile la capacità trasmissiva della cancellazione di quadro, assegnata a un flusso di dati (DATV) utilizzati per il controllo del ricevitore ad Alta Definizione.

Sebbene il sistema MAC offra la possibilità di effettuare servizi di radiofonia numerica e dati da satellite, è stato proposto da parte tedesca e riconosciuto dall'UER un altro sistema, denominato *DSD* (Digital Satellite Radio). Il DSR permette di trasmettere 32 canali audio monofonici con qualità «compact disc», lievemente superiore a quella del sistema MAC. Anche le prestazioni a radiofrequenza del sistema sono superiori a quelle dell'audio MAC, mentre, per quanto riguarda la trasmissione di servizi dati, il multiplex a pacchetti del MAC è intrinsecamente più flessibile del sistema DSR, orientato verso la radiofonia pura. Tuttavia sono state recentemente effettuate prove molto soddisfacenti di diffusione dati con il sistema DSR, inserendo 11 canali numerici da 64 kbit/s al posto di un canale audio.

Anche il *PAL*, sui canali da satellite, può potenzialmente offrire un'elevata capacità trasmissiva per servizi addizionali telematici qualora si associ al segnale di banda base una *sottoportante* numerica di tipo *Nicam* con capacità pari a quella di due canali audio del MAC (728 kbit/s). Questa possibilità tecnica, già disponibile nelle trasmissioni televisive PAL su canali terrestri, è attualmente allo studio presso il *Centro Ricerche* della RAI.

4. Correzione degli errori

Nei sistemi di trasmissione di dati via satellite vengono ampiamente utilizzate tecniche di *rivelazione* e *correzione* degli errori di ricezione. Le pagine Televideo e i sottotitoli possono essere accettati anche con alcuni errori residui, data la possibilità di comprendere ugualmente il significato del testo visualizzato. Per i servizi dati utilizzati dal computer, i messaggi devono invece essere totalmente esenti da errori. In questi casi viene introdotta la tecnica della rivelazione di errore tramite codici ciclici (CRC) per accertare la correttezza dei messaggi. Quando il tasso di errore in ricezione è troppo elevato, è possibile utilizzare codici per la correzione diretta degli errori (FEC), a scapito della capacità trasmissiva del canale: ad esem-

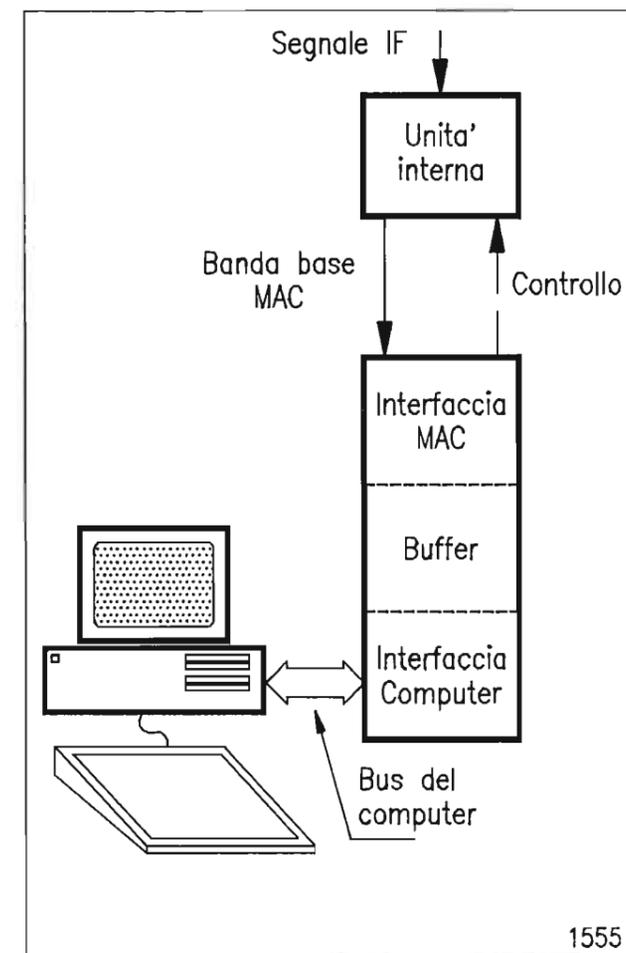



Fig. 3 — Schema di ricezione per servizi dati nel multiplex del MAC.

pio il codice di Golay esteso (24,12) permette di correggere fino a tre errori su 12 bit utili, ma obbliga a trasmettere 12 bit di ridondanza ogni 12 bit utili, riducendo alla metà la capacità trasmissiva. Quando la trasmissione è ciclica, come ad esempio nel Televideo e nel Telesoftware, ogni messaggi viene ritrasmesso un numero indefinito di volte. Un messaggio nel quale è stato rivelato un errore tramite CRC può così essere atteso e ricevuto una seconda o una terza volta fino alla ricezione corretta. È inoltre possibile attuare la tecnica di correzione a «logica maggioritaria» (ML) su tre (o più) acquisizioni: ad esempio se un bit del messaggio è ricevuto per due volte con il valore 1 e una volta con il valore 0, si decide che il valore trasmesso è «probabilmente» un 1. Naturalmente questa tecnica deve essere associata a una rivelazione finale di errore tramite CRC per essere sicuri della correttezza del messaggio ricostruito. Le tecniche sopra indicate possono essere utilizzate separatamente o congiuntamente, secondo opportune strategie di correzione: le più sofisticate di esse permettono di ricostruire il messaggio corretto anche in condizioni di ricezione molto severe (tassi di errore BER sul canale tra 10^{-22} e 10^{3}). In Fig. 4 sono riportati alcuni grafici della probabilità P(s) di acquisire correttamente un messaggio di dati (file) da 10 Kbyte trasmesso nel multiplex del D-MAC, in funzione del BER e del rapporto portante/rumore C/N (in 27 MHz) in ricezione; il parametro T indica il numero di acquisizioni dello stesso messaggio. Le strategie di correzione esaminate sono tre:

a) il solo CRC a livello di pacchetto (720 bit) con sostituzione dei pacchetti errati alla seconda acquisizione;
b) la correzione a logica maggioritaria (ML) dei pacchetti errati alla terza o alla quinta acquisizione, con validazione finale tramite CRC;
c) la correzione diretta (FEC) con codice di Golay (24,12) con validazione tramite CRC.

Per avere una probabilità di successo del 90% la strategia «CRC con due acquisizioni» (seconda curva da sinistra) ammette un tasso di errore in ricezione di circa $4 \cdot 10^{-5}$, la strategia «ML + CRC» con tre acquisizioni (terza curva da sinistra) ammette un BER di circa 10^{-3} e la strategia «FEC + + CRC» alla prima acquisizione (quinta curca) ammette un BER di $6 \cdot 10^{-3}$. Questa terza strategia, molto potente, è particolarmente adatta quando si richiedono tempi di acquisizione brevi anche in condizioni critiche di ricezione.

5. Conclusioni

L'introduzione progressiva delle tecniche numeriche offre interessanti prospettive di evoluzione dei servizi addizionali-telematici in radiodiffusione, sia sui canali terrestri che da satellite. Tali prospettive potranno concretizzarsi solo con un corrispondente coinvolgimento dell'industria nello sviluppo dei nuovi ricevitori. Ad evitare il rischio della rapida obsolescenza del ricevitore domestico si è introdotta in Italia, con decreto ministeriale dell'agosto 1984, la presa di «peritelevisione» su tutti i televisori a colori di nuova fabbricazione. Questo connettore, normalizzato dal Cenelec, consente l'allacciamento del televisore con le varie periferiche necessarie per la ricezione dei nuovi servizi: il videoregistratore, i videogiochi, il videodisco, la telecamera, il calcolatore per uso domestico, il ricevitore da satellite, l'eventuale decodificatore Televideo tecnicamente più valido, ecc.

Il ricevitore televisivo si potrà così configurare come il «cuore» di un sistema audiovisivo multimediale aperto alle continue innovazioni che potranno, di volta in volta, essere introdotte senza penalizzare l'utenza, cioè senza che essa debba cambiare il televisore.

Fig. 4 — Multiplex a pacchetti del D-MAC: probabilità di corretta acquisizione di un file da 10 Kbyte trasmesso nel multiplex a pacchetti, per vari strategie di correzione.
T = numero di acquisizioni
BER = tasso di errore
C/N = rapporto portante/rumore in 27 MHz.

BIBLIOGRAFIA

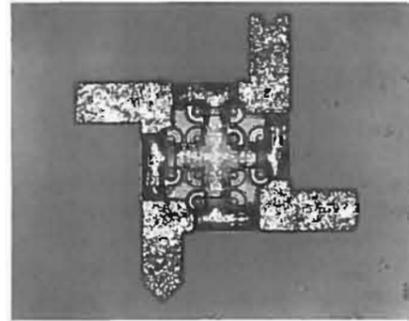
1. - Cominetti M., D'Amato P., Zetti G.: *Il Teletext: Nuova Servizio di Diffusione di Informazioni all'Utente Televisivo*, «Elettronica e Telecomunicazioni», N. 1, 1978.
2. - Baracco L., Caratto D.: *Decodificatore Televideo per non vedenti*, «Elettronica e Telecomunicazioni», N. 1, 1986.
3. - *Specification for Transmission of Two-Channel Digital Sound with Television Systems B, G and I*, SPB 459 2nd rev., EBU.
4. - Amato P., Cominetti M., Morello A., Tosoni N.S.: *Il Radiosoftware*, «Elettronica e Telecomunicazioni», N. 5, 1987.
5. - Girmenia A., Tabone D., Tosoni N.S.: *Trasmissione Radiosoftware sul Secondo Audio TV*, «Elettronica e Telecomunicazioni», N. 1, 1987.
6. - *Specification of the Radio Data System RDS for VHF/F Sound Broadcasting*, Doc. Tech. 3244-E, EBU, March 1984.
7. - Salvadorini R.: *La radiodiffusione: i nuovi servizi*, «Elettronica e Telecomunicazioni», 6. 1, 1988.
8. - Pastero N.: *Il Radiodata: criteri di progetto del ricevitore*, «Elettronica e Telecomunicazioni», N. 2, 1988.
9. - Pastero N.: *Il Radiodata: criteri di progetto del ricevitore - Decodificatore*, «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.
10. - *Specification of the Systems of the MAC/packet Family*, Doc. Tech. 3258-E, EBU, October 1986.

NOTIZIARIO

Da comunicazioni pervenute alla Redazione

LA PRIMA «LAP-TOP WORKSTATTION» OPERANTE IN UNIX — Sony Microsystem Italia (Centro Direzionale Colleoni, Agrate Brianza-MI) ha annunciato la prossima introduzione sul mercato nazionale della prima «workstation» portatile al mondo in grado di operare con lo Unix. Il nuovo modello, presentato in anteprima nei giorni scorsi al CeBIT di Hannover, in soli otto chilogrammi di peso racchiude un microprocessore 68030 funzionante a 25 MHz, un coprocessore matematico 68882, una memoria interna di base di 8 Mbyte (espandibili sino a un massimo di 12) nonché sia un disco rigido della capacità di 240 Mbytes, sia un floppy disk da 3,5 pollici della capacità di 1,44 Mbyte formattati. La visualizzazione delle informazioni viene assicurata tramite uno schermo a cristalli liquidi delle dimensioni di circa 12 pollici che è il più grande schermo piatto a cristalli liquidi, con una risoluzione di 1120 × 780 pixel.

Come tutti i modelli della famiglia Sony News, particolarmente adatti per la realizzazione di applicazioni multimediali, anche questa nuova workstation viene fornita già completa di una speciale interfaccia audio a 16/8 bit con convertitori A/D e D/A in mono e stereofonia e di interfacce Ethernet, SCSI, seriale e parallela Centronics.

Il sistema operativo è lo Unix Berkeley 4.3 e il sistema di colloquio con l'utente si basa sullo standard internazionale X-Window. Vengono inoltre supportati i più diffusi protocolli di comunicazione come MFS e TCP/IP. (3890)

SEI NUOVE QUATERNE DI DIODI SCHOTTKY BEAM LEAD NELLA CONFIGURAZIONE A PONTE — La Hewlett Packard (in Italia: Via G. Di Vittorio, 9 - Cernusco S/N-MI) ha annunciato l'introduzione sul mercato di sei quaterne di diodi a barriera Schottky beam lead nella configurazione a ponte per applicazioni nei mixer doppi bilanciati e in circuiti di campionamento.

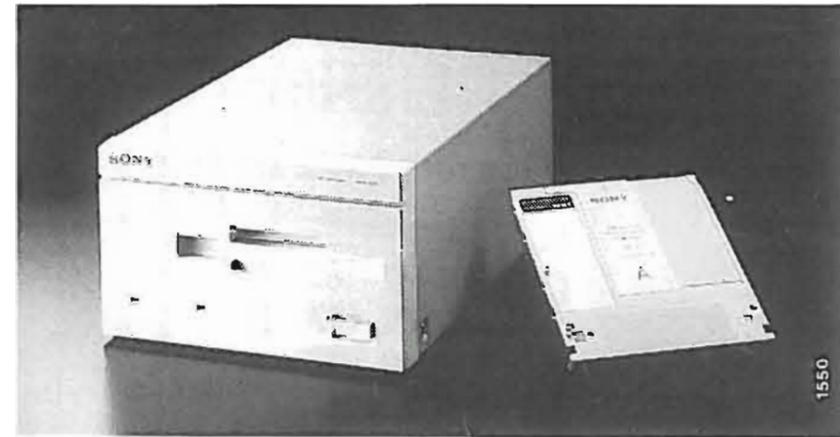
La nuova serie HSCH-5900 comprende dispositivi ad alta, media e bassa barriera.

I dispositivi HSCH-5900, HSCH-5912 e HSCH-5932 sono stati progettati per impieghi fino a 18 GHz mentre l'HSCH-5958, l'HSCH-5918 e l'HSCH-5938 operano fino a 6 GHz. Tutti questi nuovi dispositivi, con le loro elevate prestazioni, permettono di ampliare la già vasta gamma di diodi Schottky beam lead H.P.

La configurazione a ponte offre prestazioni simili alla quaterna ad anello ed ha inoltre il vantaggio di poter essere polarizzata. Tali dispositivi si possono inoltre utilizzare come campionatori, dato che la configurazione a ponte radio rende semplice l'isolamento del segnale di pilotaggio dalla frequenza portante.

La Hewlett-Packard, per ottenere la giunzione Schottky metallo-semiconduttore, impiega tecniche epitassiali avanzate ed un controllo preciso del processo assicurando così uniformità e ripetibilità. La passivazione in nitruro di silicio protegge i chip dalle contaminazioni esterne e garantisce una elevata affidabilità delle prestazioni nel tempo. I diodi soddisfano le necessità per applicazioni a larga banda, mentre le piccole dimensioni, ottenute con una costruzione monolitica, garantiscono basse capacità parassite. L'ampio range dinamico dei diodi a media barriera è richiesto per fornire caratteristiche di bassa distorsione.

Tutte queste nuove quaterne sono disponibili anche nella versione ad alta affidabilità TXV. Il programma standard Hewlett-Packard per l'alta affidabilità prevede un controllo del 100% e di accettazione che rispettano le norme MIL-STD-750.

(3903)

600 MEGABYTE CON IL NUOVO DRIVE MAGNETO-OTTICO — I dischi magneto-ottici della Sony (in Italia: Sony Microsystems Italia - Centro Direzionale Colleoni - Agrate Brianza) possono già oggi essere considerati, sia per il costo, sia soprattutto per capacità, una concreta alternativa agli attuali sistemi di archiviazione magnetica utilizzati ormai in tutti i sistemi di elaborazione, dai personal computer a standard industriale sino ai più potenti mainframe.

La migliore testimonianza di questa affermazione è l'inizio della commercializzazione del nuovo NWP-559 che può essere connesso con tutti i modelli di workstation a 32 bit o con microprocessore RISC Sony News.

Magnetismo e calore sono i principi su cui si basa il nuovo disco magnetico-ottico messo a punto dalla Sony. In fase di scrittura, un pick-up laser agli infrarossi scalda una piccolissima porzione del «medium» fisico sino alla temperatura in cui la resistenza del campo magnetico del film che lo ricopre, composto da particelle tutte preventivamente magnetizzate in una determinata direzione, si abbassa a un punto tale che queste stesse particelle, influenzate da un altro campo magnetico esterno, possono essere ri-orientate nella direzione voluta. Quando il laser viene spento, la temperatura del supporto ovviamente diminuisce, ma le particelle non mutano il loro orientamento, che può assumere solo due stati (0 o 1) a espressione del valore di un determinato bit.

Per quanto riguarda la lettura, il medesimo laser, attivato però con una potenza inferiore rispetto alla fase di scrittura (1 mW), attraversa il substrato magneto-ottico e rileva la differenza di polarizzazione della luce riflessa dallo strato rappresentato dal film magnetico-ottico.

Nella fase di cancellazione e di successiva riscrittura infine, *esclusiva* di questo tipo di supporti ottici, il laser viene attivato con una potenza di 8 mW e diretto sulla porzione di disco precedentemente incisa, per portare i «cristalli» che compongono il substrato, al loro punto di Curie: in questo modo il campo magnetico esterno può orientare le particelle in una nuova direzione.

A differenza di tradizionali supporti magnetici come per esempio i floppy disk, i nuovi media magneto-ottici della Sony sono insensibili alla polvere (come i CD audio), non sono soggetti a possibili piegature e, come sperimentato in lunghi test di laboratorio, mantengono le informazioni anche dopo un milione di cicli di scrittura e cancellazione. (3902)

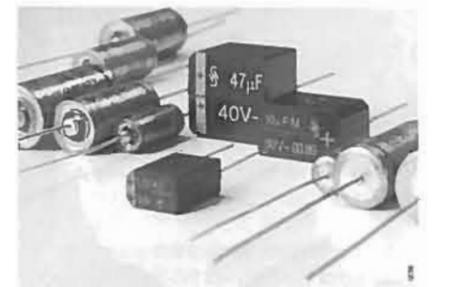
SH 807 E: NUOVO ARRAY IN ALTERNATIVA ALL'ARSENIURO DI GALLIO — L'array per gamme di frequenza fino a 2,4 GHz, presentato dalla Siemens (In Italia: via Fabio Filzi, 25/A - Milano) lo scorso anno, viene impiegato attualmente come multiplexer/demultiplexer (1:4/4:1) fino a velocità di trasmissione dati di 2,8 GHz. L'array (SH 807 E) integra, come «master», 236 transistori NPN bipolari (in tecnica «Oxis III»), 320 resistenze, 8 condensatori, 19 strutture di protezione EDS ed un Bias driver. Con un consumo massimo di 1 W, l'array bipolare al silicio è in grado di competere con i circuiti all'arseniuro di gallio. L'SH 807 E può essere impiegato ad esempio per realizzare circuiti digitali o analogici nella gamma di frequenza fin'oltre i 2 GHz ed è adatto per: flipflop D, amplificatori a larga banda, divisori di frequenza, amplificatori di transimpedenza, trasduttori d'impedenza veloci, generatori e rigeneratori d'impulso. Gli arrays vengono impiegati come demultiplexer anche in: computer, apparecchi medicali, telecomunicazioni, ecc.

La Siemens fornisce ai propri clienti entro tre mesi dall'ordinazione i primi campioni (vengono realizzati maschere, processo, montaggio), non ancora testati. Produttore e cliente, dopo che quest'ultimo ha approvato il campione, elaborano in comune la specifica del componente, comprendente descrizione del funzionamento, parametri e circuito di misura. In base a questa specifica vengono eseguiti un programma di test (relativo ai parametri statici) ed un test di funzionamento alle basse frequenze. Le misure dinamiche sono possibili di solito soltanto presso l'utente dell'array. (3867)

CONDENSATORI AL TANTALIO PER HF — La Siemens ha realizzato i nuovi condensatori elettrolitici al tantalio B 45177 e B 45187, in grado di soddisfare le esigenze speciali degli alimentatori di rete; la resistenza equivalente di serie (R ESR) di questi componenti è stata ridotta infatti di oltre la metà, con un valore attuale di 45-330 mOhm. Le elevate capacità 4,7 μF-330 μF) e la notevole caricabilità di corrente (1,1 A-4,6 A eff.) consentono l'impiego ottimale di questa serie di condensatori sui moderni alimentatori di rete HF, ad esempio a 300 kHz.

Per poter essere utilizzati negli alimentatori o nei regolatori di commutazione, i condensatori devono rispondere a determinati requisiti: volume ridotto, capacità elevata ed indipendenza dalla temperatura. Il tipo con collegamento assiale (B 45177) e quello con collegamento radiale e protezione da sovraccarico (B 45187) rappresentano i primi condensatori elettrolitici al tantalio realizzati dalla Siemens per questo settore applicativo.

Questi nuovi condensatori sono fornibili per tensioni comprese tra 6,3 e 50 V. Come peraltro tutti gli altri condensatori elettrolitici al tentalio, anche i tipi B 45177 ed il B 45187 possono funzionare senza resistenza addizionale. Entrambi si contraddistinguono inoltre per l'elevata affidabilità (5 FIT/15 FIT). Le linee di produzione dei due tipi di condensatori soddisfano i requisiti qualitativi della norma CECC.

Un risultato molto rilevante è stato raggiunto da un altro tipo di condensatore elettrolitico al tantalio della Siemens, il B 95057, che ha confermato la sua grande affidabilità: esso è stato infatti ammesso al Mil Level «R» (tasso di guasto dello 0,01%/1000 h a 85 °C). Durante le prove, equivalente a 30 milioni di ore di funzionamento dei componenti, la serie B 95057 ha raggiunto 34 FIT, notevolmente al di sotto del valore limite consentito, pari a 100 FIT. (3882)

ATTIVITÀ INTERNAZIONALE
nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di O. ZECCHINI

RIUNIONE DEL IWP 10/12 DEL CCIR
Ginevra, 12 Marzo 1990

Il 12 marzo 1990 a Ginevra presso l'UER si è tenuta per la prima volta la Riunione del WG 10-C IWP 10/12 del CCIR riguardante lo studio di «Sistemi sonori adatti ad accompagnare sistemi televisivi ad alta definizione».

Il problema di accompagnare una «immagine video» con una «immagine sonora» adatta, è particolarmente sentito nella HDTV, dove risoluzione e rapporti altezza/larghezza dello schermo sono paragonabili a quelli caratteristici di una pellicola cinematografica. Per la trasmissione televisiva tradizionale (PAL, SECAM, NTSC, ecc.) si è pensato in passato di creare sistemi di accompagnamento sonoro al più stereofonici con modulazioni sia analogiche che digitali (vedasi NICAM e MAC), giustificati dal fatto che è assurdo spingersi a gradi di realismo sonoro elevati quando il realismo video è limitato. Nel caso di televisione ad alta definizione, dove il realismo di immagine è elevato, si suggeriscono sistemi sonori multicanale digitali che possano supportare il multilinguismo, e che siano funzione anche del livello di prestazione del sistema stesso e dell'ambiente dove sarà installato il sistema di visione.

Per quanto riguarda le applicazioni di un sistema sonoro multicanale si sono introdotti i seguenti livelli di prestazioni:

— sistemi HDTV con banda RF larga (più di 40 Mhz di banda RF per la trasmissione da satellite e bit rate compatibile con il livello H_4 del B-ISDN).
  In questo caso il bit-rate ottenibile per il multiplex audio/dati è più grande di Mbit/s. La dimensione dello schermo (con rapporto 16:9) potrà avere un'area maggiore di un metro quadro (livello di prestazione 1).
— sistemi HDTV con banda stretta (almeno 27 MHz di banda RF per la trasmissione da satellite).
  Il numero di canali audio è stato specificato. Esempi sono i sistemi satellitari per broadcasting 1 (MUSE) e 2 (HD-MAC) nel rapporto CCIRR 801-3, parte 7. Lo schermo (anche in questo caso con rapporto 16:9) potrà avere una dimensione minore di un metro quadro e l'ambiente sarà quello domestico (livello di prestazione 2).
— sistemi EDTV (Enhanced Definition TeleVision, a qualità di immagine migliorata compatibile con gli standard terrestri PAL, SECAM, NTSC, ecc.).
  Il numero canali audio utilizzati per la trasmissione è 2 (livello di prestazione 3).

La discussione per la definizione del sistema di accompagnamento sonoro si è quindi svolta sulla base dei seguenti argomenti:
— livelli di prestazione del sistema;
— definizione degli stessi in base alle dimensioni dello schermo;
— definizione del sistema di altoparlanti frontali e del sistema di altoparlanti di ambiente (Surround system);
— funzionamento in casi limite (Cinema, ecc.);
— definizione del sistema di matricizzazione delle sorgenti principali ed ambiente (tipo Dolby Surround, ecc.).

La questione della disposizione del sistema di altoparlanti, è stata affrontata dopo aver ascoltato importanti relazioni da parte di alcuni membri intervenuti alla Riunione. A parte i problemi specifici che riguardano gli studi su come la gente reagisce alla visione di sistemi HDTV con diverse disposizioni di altoparlanti, l'orientamento è quello di avere la possibilità di poter installare nei locali adibiti alla visione, gli altoparlanti frontali e quelli di ambiente nel modo più disparato possibile, ad esempio: 4 frontali e 4 di ambiente, oppure 3 frontali e 4 di ambiente, oppure 3 frontali e 2 di ambiente, oppure 3 frontali e nessuno di ambiente, ecc. Ovviamente questo arrangiamento è anch'esso funzione del livello di prestazione, ovvero della grandezza dello schermo e quindi direttamente legato alle dimensioni del locale destinato alla visione.

La possibilità di avere molti altoparlanti dislocati nell'ambiente nel modo più variabile possibile (se ne ipotizzano fino ad 8) conduce al problema della codifica e matricizzazione delle sorgenti sonore, su quali canali trasmettere gli effetti speciali e come trasmettere le colonne sonore nelle varie lingue.

Inoltre allo scopo di ottenere le massime prestazioni per quanto riguarda l'immagine sonora, bisogna anche tener presente:
— problemi di psicoacustica;
— le specifiche applicazioni;
— problemi di registrazione e di studio;
— problemi di trasmissione.

A questo punto intervengono direttamente come principali parametri:
— la distanza di riferimento per la visione;
— l'area di ascolto;
— la larghezza dell'immagine.

I livelli di prestazione dovrebbero essere specificati sulla base della disposizione degli altoparlanti (numero e tipo di canali). Utilizzando particolari tecniche di codifica e matricizzazione, il numero dei canali trasmessi per lingua potrebbero essere minori del numero dei canali riprodotti.

S.R. (3894)

UNDICESIMA RIUNIONE DEL GRUPPO G1/DATR DELL'UER
Montreux, 12-13 Marzo 1990

Si è svolta a Montreux, nei giorni 12 e 13 marzo 1990, l'undicesima Riunione del Gruppo G1/DATR dell'UER. Tale Gruppo si occupa di formati di registrazione digitale di programmi audio da utilizzare nello scambio di programmi, nella produzione ed editing e nell'archiviazione.

Il primo argomento affrontato durante la Riunione è stato la modifica dei termini di riferimento del Gruppo per tener con-